



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Walbermark Marques dos Santos

**CONVERSORES MULTIPORTAS COM ACOPLAMENTO
MAGNÉTICO APLICADOS A TRANSFORMADORES DE
ESTADO SÓLIDO**

Florianópolis-SC-Brasil

2016

Walbermark Marques dos Santos

**CONVERSORES MULTIPORTAS COM ACOPLAMENTO
MAGNÉTICO APLICADOS A TRANSFORMADORES DE
ESTADO SÓLIDO**

Tese submetida ao Programa de Pós
Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do Grau de
Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Denizar Cruz
Martins

Florianópolis-SC-Brasil

2016

iii

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

dos Santos, Walbermark Marques
CONVERSORES MULTIPORTAS COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO
APLICADOS A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO / Walbermark
Marques dos Santos ; orientador, Denizar Cruz Martins -
Florianópolis, SC, 2016.
287 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor DAB. 3. Conversor
TAB. 4. Transformador de Estado Sólido. 5. Novas topologias
de SST. I. Martins, Denizar Cruz. II. Universidade Federal
de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica. III. Título.

Walbermark Marques dos Santos

**CONVERSORES MULTIPORTAS COM ACOPLAMENTO
MAGNÉTICO APLICADOS A TRANSFORMADORES DE ESTADO
SÓLIDO**

Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 02 de Setembro de 2016.



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

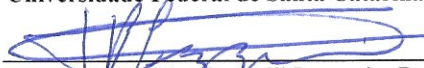


Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador

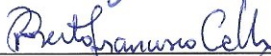
Universidade Federal de Santa Catarina-UFSC



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina-UFSC



Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina-UFSC



Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina-UFSC



Prof. Cassiano Rech, Dr.
Universidade Federal de Santa Maria-UFSM



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

“Dedico esse trabalho a Deus, à
minha família e ao povo brasileiro.”

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida e a oportunidade de estar aqui: obrigado Senhor.

Sou eternamente grato ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFSC pela chance de aprofundamento dos estudos e ao INEP pela oportunidade da realização de um sonho. Sou grato a CAPES e ao CNPQ pela bolsa de pesquisa, e a “seu João”, aquele brasileiro desconhecido que, com o suor de seu rosto, contribuiu, por meio de seus impostos para que eu pudesse estudar.

Agradeço aos membros da banca, prof. Roberto Coelho, prof. Marcelo Lobo, prof. Cassiano Rech, prof. Enio Kassick e prof. Telles Lazzarin por aceitarem participar da avaliação do meu trabalho. Novamente agradeço ao prof. Cassiano Rech por aceitar fazer a relatoria do mesmo.

Agradeço, ao professor Denizar Cruz Martins pela amizade, companheirismo, orientação e completa disposição para me auxiliar em todos os momentos.

Sou imensamente grato a todos os professores do INEP, de forma nominal ao prof. Ivo Barbi, pelos ensinamentos transmitidos dentro e fora da sala de aula. Novamente evoco o nome do prof. Denizar para exaltar sua amizade, orientação e também pelo momento que ora vivo. Ressalto o nome do prof. Arnaldo Perin, a fim de expor minha gratidão pelo incentivo para que eu me enveredasse por esse “mundo da eletrônica de potência” e por abrir seu laboratório durante o tempo em que tive a honra de cursar sua disciplina como aluno especial. Ao prof. Antônio Fagundes, fico deveras grato pelas dúvidas sanadas na hora da confecção dos magnéticos e pela recomendação expressa de meu nome para seleção do programa de Pós-Graduação. Em especial, também sou grato ao prof. Ênio Valmor Kassick pelos ensinamentos de modelagem, de grande valia, ao prof. Samir Mussa pelos conhecimentos transmitidos do DSP e pela preocupação com o êxito deste trabalho. Ao prof. Marcelo Lobo, agradeço pela constante preocupação com o êxito desse trabalho.

Muitíssimo obrigado aos colegas de sala Roberto Burger, Henrique Mamede e Vinicius Trucco pela saudável convivência, o que possibilitou a minha concentração efetiva para a redação deste trabalho.

Um agradecimento especial a Henrique Mamede, Thiago Pereira, Carolina Knaesel e André Tonelli, pessoas com as quais tive a enorme honra de trabalhar junto, e de aprender bastante com eles. Um agradecimento especial à Henrique Mamede e Carolina Knaesel pela constante preocupação com o trabalho.

Agradeço de todo coração e sou eterno devedor de um grande favor ao Jacson Luis de Oliveira, obrigado amigo.

Não podia esquecer de agradecer a Gustavo Tonelli e Patricia Decker, duas maravilhosas pessoas que conheci, e que por tratarem de minha saúde sem saber colaboraram com o término deste trabalho.

Agradeço também a Gabriel Facchinello, Sérgio Brockveld e Lucas Brighenti pela ajuda, companheirismo, amizade e por acreditarem em minhas ideias e montarem alguns dos conversores que utilizei.

Aos funcionários Pacheco, Coelho e Diogo, pessoas cuja dedicação e profissionalismo ajudaram-me bastante quanto à logística, confecção do protótipo e a impressão do trabalho, meu reconhecimento.

De forma muito particular, agradeço minha família, pois foi a base de minha formação. Não poderia esquecer de citar os nomes de Ângela Lacerda (minha madrinha, muito obrigado por tudo, não tenho palavras para agradecer) e a seu marido Silvio, tia Neves (agradeço as orações), tia Emília (grato pelo apoio), meus irmãos, primos e cunhados(as): Walbetise, Bartolomeu Júnior (obrigado pela ajuda e torcida, mano), Walberto, Antônio, Walbelice, Walbenice, Walbenise, Edwilson, Kristiany, Marília, Joseane, Ann Karine, Eliardo, Ruth Sandra, Klissia, Talita, Silvinho e Sofia (obrigado pela torcida e oração). Amo todos vocês.

Aos meus pais, Bartolomeu Ferreira dos Santos e Maria da Conceição Marques dos Santos, de coração sou devedor eterno, pois são exemplos de pessoas especiais. A criação que proporcionaram a seus filhos, com a preocupação em educá-los e capacitá-los para ser cidadãos conscientes, é digna de elogios. Por tudo isso, muito obrigado papai e mamãe. “Amo vocês”.

Finalmente agradeço a minha esposa, amiga, companheira Fabiana Pereira da Silva Marques dos Santos, minha ‘Binha’, pelo incondicional apoio, companheirismo, compreensão e pelo incentivo. Te amo.

*“Se eu vi mais longe, foi por estar
sobre ombros de gigantes”
(Isaac Newton)*

*“Perguntaram ao Dalai Lama:
- O que mais te surpreende na
Humanidade?
E ele respondeu: Os homens... Porque
perdem a saúde para juntar dinheiro,
depois perdem dinheiro para
recuperar a saúde. E por pensarem
ansiosamente no futuro, esquecem do
presente de tal forma que acabam por
não viver nem o presente nem o futuro.
E vivem como se nunca fossem
morrer... e morrem como se nunca
tivessem vivido.”
(Dalai Lama)*

*“Ainda que eu ande pelo vale da
sombra da morte, não temerei mal
algum, porque tu estarás comigo”
(Salmo 23:4)*

Resumo da Tese apresentado à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

**CONVERSORES MULTIPORTAS COM ACOPLAMENTO
MAGNÉTICO APLICADOS A TRANSFORMADORES DE ESTADO
SÓLIDO**

Walbermark Marques dos Santos

Setembro/2016

Orientador: Denizar Cruz Martins, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Conversor DAB, Conversor TAB, Conversor MAB, SST, Transformador de Estado Sólido, *link* magnético, novas topologias de SST.

Número de páginas: 287

Neste trabalho apresentam-se algumas propostas de estruturas conversoras com potencial aplicação como *Solid State Transformer* (SST), ou Transformadores de Estado Sólido (em português) para microrredes cc e/ou ca. As estruturas possuem como características comuns a utilização de transformadores (o que garante isolamento galvânica e fácil adequação de tensão entre cargas e fontes) e a capacidade de modularidade. Algumas estruturas propostas também apresentam a capacidade de acomodar sistemas de acumulação de energia, o que favorece sua utilização também como UPS ou como SST que auxiliam o *black-start* do sistema a que estão conectados.

Inicialmente é apresentada uma revisão das principais topologias de SST encontradas na literatura que possuem isolamento galvânica. Após, faz-se uma generalização matemática do conversor *Multi Active-bridge* (MAB) monofásico, propondo-se uma nova metodologia para controle da tensão nas portas de conversores pertencentes a essa família. Prosseguindo, apresenta-se uma nova família de conversores cc-cc derivados de conversor *Dual Active Bridge* (DAB) e *Triple Active Bridge* (TAB), ambos já bastante conhecidos na literatura. Essa família proposta apresenta a capacidade de poder interligar redes cc-cc bipolares e monopolares e/ou fornecerem dois níveis de tensão diferentes às cargas

conectadas em suas saídas. Dentro dessa família, é estudado, simulado e testado de forma experimental o conversor denominado de DAB+DAB. Após, é proposta uma nova família de conversores ca-ca com *link* magnético de alta frequência. Esses conversores, encaixados na categoria Tipo A de SST, também são derivados dos conversores da família MAB. Em particular, apresenta-se o conversor DAB ca-ca com ponto médio. Este conversor é um DAB ca-ca, porém, devido ao ponto médio no transformador possui quatro portas, nas quais podem ser conectadas cargas ou fontes. Apesar de possuir o dobro de portas do DAB convencional, a tensão na carga é controlada usando apenas uma única variável de controle. Também é analisado e testado experimentalmente o DAB ca-ca misto. Os resultados obtidos em bancada corroboram as análises teóricas. Finalizando o trabalho, são propostas duas arquiteturas conversoras que se enquadram na categoria tipo D de SST. Essas estruturas possuem *link* magnético de alta frequência. O atrativo dessas estruturas são sua capacidade de interligar redes ca-ca monofásicas e/ou trifásicas e terem a capacidade de acomodar sistemas de acumulação de energia. Destaca-se também que a interligação do link magnético da arquitetura chamada de D1 possibilita o fornecimento de potência às cargas ligadas nas portas, mesmo se uma das fontes falhar. A estrutura tipo D1 é simulada, destacando também sua capacidade de quase equalizar as correntes de entrada quando alimentando cargas desequilibradas.

ABSTRACT

This work presents converter structures with the potential to be used as Solid-State Transformers applied in dc or ac microgrids. These structures possess common features to transformers e.g. galvanic isolation and voltage adaptation (making easy the voltage adequacy between sources and loads), besides it presents modularity. Some of the depicted structures are also able to accommodate energy storage systems, which favors its utilization as an UPS or as black-start support systems, when interfaced with the electric grid.

Initially, a literature review of the main topologies with galvanic isolation is presented. After that, a mathematical generalization of the single phase MAB is performed and a new port-voltage control methodology is proposed. A new family of converters derived from the well-known DAB (Dual Active Bridge) and TAB (Triple Active Bridge) is presented. The proposed family can be employed to interconnect unipolar to bipolar grids or to provide two different voltage levels to its output loads. Within this family, the converter herein named as DAB+DAB is studied, simulated and experimentally tested.

Then a new ac-ac converter family is proposed. This family can be classified as type A SST's and are derived from the MAB as well. Particularly, the ac-ac DAB with midpoint connection is depicted. This converter is an ac version of the DAB, however due to its midpoint connection it presents four ports in which sources or loads can be connected. Despite of having twice as many ports than a conventional DAB, the load voltage is controlled using only one control variable. Moreover, the ac-ac DAB mixed is also analyzed and experimentally tested. All results confirm the theoretical analysis.

Finalizing the present work, two more type D architectures are proposed. These architectures have high-frequency magnetic links and stand-out by its ability to interconnect single or three-phase ac-ac grids and interface energy storage systems.

It is also worth mentioning the magnetic link herein named as D1, which allows power to be delivered to the load even if one phase of the systems is missing. Besides that, it has the capacity of almost equalize the input currents when supplying unbalanced loads.

keywords: DAB converter, TAB converter, MAB converter, SST (Solid State Transformer), low and high frequency magnetic link, new family SST converter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Transformador hipotético com núcleo E.	26
Figura 1.2: Filosofia básica de um SST [6].....	28
Figura 1.3: Tipos básicos de SST [6].	28
Figura 1.4: Comparação entre SST e transformador convencional.....	31
Figura 1.5: Presente e futuro do sistemas elétrico [6].	32
Figura 1.6: Proposta de SST ca-ca [9, 10].....	33
Figura 1.7: Proposta de um transformador inteligente [11].	33
Figura 1.8: Topologia trifásica de SST com transformadores monofásicos [12].....	34
Figura 1.9: Transformadores eletrônicos: (a) monofásico; (b) monofásico multinível [12, 13].....	34
Figura 1.10: (a) ligação de uma fase do conversor UNIFLEX; (b) e (c) propostas de células básicas [14].	35
Figura 1.11: Topologia de SST proposto por [15].	36
Figura 1.12: SST modular proposto por [16].	36
Figura 1.13: Topologia IUT para SST apresentada por [17].....	37
Figura 1.14: Topologia de SST a quatro fios [18, 19].....	37
Figura 1.15: SST unidirecional para alta tensão de entrada [20].....	38
Figura 1.16: Topologia IUT para SST com um transformador de três enrolamentos [21].	39
Figura 1.17: Topologia para SST a quatro fios sem barramento cc [22, 23].	39
Figura 1.18: Topologia de SST trifásico com conversão direta e condutor neutro na saída [24].....	40
Figura 1.19: Conversor DAB ca-ca como SST [25].	40
Figura 1.20: SST ca-ca multi-estágio com isolamento em média frequência [26].....	41
Figura 1.21: SST bidirecional com ZVS [27].	42
Figura 1.22: SST com retificador usando GTO [28].....	42

Figura 1.23: Topologias de SST propostas por [29].....	43
Figura 1.24: Topologia GEN-1 para SST [30]	44
Figura 1.25: Topologia SST para tração elétrica [31]	45
Figura 1.26: Topologia TIPS proposta por [32].	46
Figura 2.1: (a) Conversores isolados alimentando uma carga; (b) conversores acoplados alimentando uma carga.	52
Figura 2.2: Ilustração da troca de potência entre duas fontes das estruturas: (a) Topologia A; (b) Topologia B.	53
Figura 2.4: Conversor MAB monofásico [50].....	56
Figura 2.5 Conversor MAB trifásico [proposto na tese].	57
Figura 2.6: Conversor DAB monofásico.	57
Figura 2.7: Conversor TAB monofásico.	58
Figura 2.8: Transformador do conversor MAB monofásico.	59
Figura 2.9: Circuito equivalente do MAB referido à porta 1.	60
Figura 2.10: Determinação da indutância equivalente entre as portas j e k	61
Figura 2.11: Circuito para determinação da tensão equivalente entre as portas j e k	61
Figura 2.12: Circuito equivalente entre as portas j e k	62
Figura 2.13: Formas de onda da corrente em um dado instante para o circuito da Figura 2.12 para a modulação a dois níveis e para $v_j' > v_{THk}$	63
Figura 2.14: Rede equivalente do conversor MAB com n portas e com todos os elementos referidos ao enrolamento 1.	65
Figura 2.15: Circuito equivalente entre duas portas a e b do conversor MAB representado da forma fasorial.	66
Figura 2.16: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}=0$, $V_a=V_b=1$ pu.....	70
Figura 2.17: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}=0$, $V_a=1$ p.u., $V_b=1,2$ p.u.....	71
Figura 2.18: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}=0$, $V_a=1$ p.u., $V_b=0.8$ p.u.....	71

Figura 2.19: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}/(\omega L_{ab}) = 10\%$, $V_a = V_b = 1\text{pu}$.	73
Figura 2.20: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}/(\omega L_{ab}) = 5\%$, $V_a = V_b = 1\text{pu}$.	74
Figura 2.21: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}/(\omega L_{ab}) = 1\%$, $V_a = V_b = 1\text{pu}$.	74
Figura 2.22: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}/(\omega L_{ab}) = 0,5\%$, $V_a = V_b = 1\text{pu}$.	75
Figura 2.23: Diagrama fasorial entre duas portas a e b do MAB considerando somente a fundamental das tensões.	76
Figura 2.24: Equivalente MAB referido à porta 1.	78
Figura 2.25: Exemplo dos modos de operação das portas do conversor MAB.	82
Figura 2.26: Determinação da condição angular para portas de passagem.	83
Figura 2.27: Conversor TAB com a porta 3 operando no modo de passagem.	84
Figura 2.28: Aproximação da função não linear $f(\varphi_{jk})$.	86
Figura 2.29: Diagrama de blocos para determinação dos ângulos da porta do conversor MAB.	88
Figura 2.31: Sugestão de modelo de pequenos sinais para o conversor MAB.	92
Figura 2.32: Malha de controle do conversor MAB com o compensador <i>feedforward</i> proposto.	93
Figura 3.1: Topologia 1.	96
Figura 3.2: Topologia 2.	97
Figura 3.3: Simulação para a topologia 2.	98
Figura 3.4: Topologia 3.	99
Figura 3.5: Simulação para a topologia 3.	100
Figura 3.6: Topologia 4.	101
Figura 3.7: Simulação para a topologia 4.	102

Figura 3.8: Topologia 5.....	103
Figura 3.9: Simulação para a topologia 5.....	104
Figura 3.10: Topologia 1, conversor DAB+DAB.	105
Figura 3.11: Modulação a dois níveis adotada ($\varphi_{21} = \varphi_{31} = \varphi$)	106
Figura 3.12: Conversor DAB+DAB com todos os elementos refletidos para o enrolamento do transformador ligado à porta 1.....	106
Figura 3.13: Principais formas de onda para o conversor DAB+DAB na modulação adotada.....	107
Figura 3.14: Etapas de operação do conversor DAB+DAB para a modulação adotada.....	108
Figura 3.15: Circuito equivalente do transformador com as indutâncias refletidas para a porta 1.	109
Figura 3.16: Circuito equivalente para o transformador de três enrolamentos.	109
Figura 3.17: Circuito equivalente da equação (3.29).....	117
Figura 3.18: Circuito simplificado da saída do conversor.....	120
Figura 3.19: Equivalência entre os circuitos Y e Δ do transformador.....	121
Figura 3.20: Modelo equivalente simplificado do lado de alta tensão do conversor DAB+DAB.	123
Figura 3.21: Condições de tensões nulas nas portas 2 e 3 (a): $\psi(\varphi_{32}) > 0$; (b): $\psi(\varphi_{32}) < 0$	124
Figura 3.22: Modelo simplificado do conversor DAB+DAB funcionando como um DAB.	125
Figura 3.23: Simplificação do circuito de saída do conversor para determinação do controle.....	126
Figura 3.24: Malha de controle para a tensão de saída do conversor funcionando como um DAB.....	128
Figura 3.25: Modelo de pequenos sinais do conversor DAB+DAB.....	130
Figura 3.26: Controle das tensões de saída com compensador <i>feedback</i> ; (a) malhas separadas; (b) malhas compartilhadas.....	131

Figura 3.27: Controle das tensões de saída com malhas <i>feedback</i> e <i>feedforward</i>	132
Figura 3.28: Controle das tensões por malhas separadas.	133
Figura 3.29: Controle com malhas de tensões compartilhadas.	134
Figura 3.30: Corrente na indutância primária.	136
Figura 3.31: Correntes nas indutâncias secundárias.....	136
Figura 3.32: Tensões nas portas 2 e 3.	137
Figura 3.33: Tensão na porta 2 com degrau de carga (simulado).....	138
Figura 3.34: Tensão na porta 3 com degrau de carga na porta 2 (simulado).	138
Figura 3.35: Tensão na porta 4 com degrau de carga na porta 2 (simulado).	139
Figura 3.36: Tensão nas porta 2 e 3; corrente no ponto comum com degrau de carga na porta 2 (experimental).	140
Figura 3.37: Tensão nas portas.....	142
Figura 3.38: Corrente nos indutores.....	143
Figura 3.39: Tensão e corrente nas portas de saída com potência de 400 W nas portas 2 e 3.	143
Figura 3.40: Tensão e corrente nas portas de saída com 200 W na porta 2 e 400 W na porta 3.	144
Figura 3.41: Tensão e corrente nas portas de saída durante o transitório de carga.....	144
Figura 3.42: Foto do protótipo do DAB+DAB montado.	145
Figura 4.1: Interruptores bidirecionais utilizados.....	147
Figura 4.2: SST DAB CA-CA com ponto médio.....	148
Figura 4.3: SST DHB ca-ca.	149
Figura 4.4: SST misto ca-ca.	149
Figura 4.5: SST misto ca-ca com saída série.	150
Figura 4.6: SST DAB trifásico ca-ca.	151
Figura 4.7: SST modular.	152

Figura 4.8: Estruturas trifásicas de SST's monofásicos.	152
Figura 4.9: SST DAB ca-ca proposto.	153
Figura 4.10: Modulação aplicada ao SST DAB ca-ca com ponto médio. .	154
Figura 4.11: Etapa 1 do SST DAB ca-ca com ponto médio.	155
Figura 4.12: Etapa 2 do SST DAB ca-ca com ponto médio.	156
Figura 4.13: Etapa 3 do SST DAB ca-ca com ponto médio.	157
Figura 4.14: Etapa 4 do SST DAB ca-ca com ponto médio.	158
Figura 4.15: Etapa 5 do SST DAB ca-ca com ponto médio.	159
Figura 4.16: Etapa 6 do SST DAB ca-ca com ponto médio.	160
Figura 4.17: Conversor DAB ca-ca com ponto médio e filtros de entrada e saída.	161
Figura 4.18: Principais formas de onda SST DAB ca-ca com ponto médio sem filtro de entrada (para $v_1 > v_2 + v_3$).	162
Figura 4.19: Conversor DAB ca-ca com ponto médio e filtros de entrada e saída.	163
Figura 4.20: Filtro passivo LC empregado ao conversor DAB ca-ca.	164
Figura 4.21: Ganho do filtro de entrada para diferentes coeficientes de amortecimento.	165
Figura 4.22: Corrente na indutância de transmissão.	166
Figura 4.23: Circuito equivalente do transformador com ponto médio.	169
Figura 4.24: Circuito do conversor com ponto médio e controle de tensão.	173
Figura 4.25: Circuito equivalente de saída do conversor.	174
Figura 4.26: Malha para controle da tensão de saída.	175
Figura 4.27: Evolução da potência antes e depois do degrau de carga.	176
Figura 4.28: Evolução das tensões nas portas de saída.	176
Figura 4.29: Defasamento angular entre as tensões.	176
Figura 4.30: Evolução da corrente de entrada.	177
Figura 4.31: Espectro de harmônico da corrente de entrada (i_m).	177

Figura 4.32: Corrente no ponto médio.	178
Figura 4.33: Primeira etapa de operação do DAB ca-ca misto.	179
Figura 4.34: Segunda etapa de operação do DAB ca-ca misto.	180
Figura 4.35: Terceira etapa de operação do DAB ca-ca misto.....	181
Figura 4.36: Quarta etapa de operação do DAB ca-ca misto	182
Figura 4.37: Quinta etapa de operação do DAB ca-ca misto.	183
Figura 4.38: Sexta etapa de operação do DAB ca-ca misto.	184
Figura 4.39: Comandos dos interruptores e relação entre as tensões.	184
Figura 4.40: Principais formas de onda do circuito.....	185
Figura 4.41: 1ª etapa de operação para carga R.	186
Figura 4.42: 2ª etapa de operação para carga R.	187
Figura 4.43: 3ª etapa de operação para carga R.	187
Figura 4.44: 4ª etapa de operação para carga R.	188
Figura 4.45: 5ª etapa de operação para carga R.	188
Figura 4.46: Principais formas de onda considerando carga R.	189
Figura 4.47: Formas de onda da corrente de entrada e no indutor no período de comutação.	190
Figura 4.48: Principais formas de onda no período da rede.	193
Figura 4.49: Formas de onda de corrente no indutor, capacitor C_5 , capacitor C_6 , corrente no resistor de saída e ampliação da corrente no interruptor S_5	198
Figura 4.50: Formas de onda de corrente e tensão nos capacitores C_1 e C_2	199
Figura 4.51: Ondulação de tensão em função do ângulo de defasagem para capacitâncias de 10 μF , 50 μF e 100 μF , nos (a) Capacitores e (b) na carga	203
Figura 4.52: (a) modelo completo para uma etapa de operação (b) modelo simplificado para uma etapa de operação	204
Figura 4.53: Comparação entre a corrente de saída simulada e o modelo teórico para: (a) $L_T = 3,5 \mu\text{H}$ e (b) $L_T = 1,0 \mu\text{H}$	205

Figura 4.54: Tensões de entrada e saída $Ch1(V_I)=80V/div$ e $Ch3(V_2)=100V/div$ respectivamente.....	207
Figura 4.55: Cruzamento por zero das tensões de entrada e saída.	207
Figura 4.56: Tensões de saída $Ch3(V_2)=100V/div$ e corrente de saída $Ch2(I_2)=3A/div$	208
Figura 4.57: Cruzamento por zero entre corrente e tensão de saída.	208
Figura 4.58: Corrente no indutor $Ch2: 4 A/div$	209
Figura 4.59: Detalhe da corrente do indutor no pico de baixa frequência $Ch2: 2 A/div$	210
Figura 4.60: Corrente do indutor na passagem por zero; $Ch2: 800 mA/div$	210
Figura 4.61: Tensão de entrada $Ch1(V_I):100 V/div$; corrente no indutor $Ch2(I_{LT}): 4A/div$	211
Figura 4.62: Tensão primária do $Ch1(v_p):80V/div$; corrente $Ch2(i_{LT}): 3 A/div$ no transformador	212
Figura 4.63: Tensão primária $Ch1(v_p):100V/div$; tensão secundária $Ch2(v_s): 100V/div$;corrente $Ch3(i_{LT}): 9 A/div$ no transformador.....	212
Figura 4.64: Ligação da estrutura para o teste de bidirecionalidade.	213
Figura 4.66: Foto do protótipo do DAB misto ca-ca montado.	214
Figura 5.1: Topologia D1.	218
Figura 5.2: Topologia D1 com geração auxiliar desequilibrada.....	219
Figura 5.3: Topologia D1 com geração auxiliar equilibrada.	220
Figura 5.4: Topologia D2.	221
Figura 5.5: Topologia D1 com indicação das principais variáveis.....	222
Figura 5.6: Tensões no link de alta frequência da topologia D1.	223
Figura 5.7: Modelo equivalente do <i>link</i> magnético sem injeção de potência auxiliar considerando o modelo T dos transformadores.....	224
Figura 5.8: Fluxos de potência no <i>link</i> magnético com a perda de uma fonte principal.....	226
Figura 5.9: Potência nas cargas.	229

Figura 5.10: Tensões nos barramentos cc de saída.	229
Figura 5.11: Corrente nas cargas.	230
Figura 5.12: Tensões nos barramentos cc de entrada.	230
Figura 5.13: Correntes nas fases de entrada.	231
Figura 5.14: Potência das fontes de entrada.	232
Figura 5.15: Corrente nas fontes de entrada com a queda da fase <i>b</i>	233
Figura 5.16: Corrente nas cargas com a queda da fase <i>b</i>	234
Figura 5.17: Potência nas cargas com a queda da fase <i>b</i>	234
Figura 5.18: Tensões nos barramentos cc de saída com a queda da fase <i>b</i>	235
Figura 5.19: Potência nas fontes de entrada com a queda da fase <i>b</i>	235
Figura 5.20: Potência nas cargas e na porta auxiliar.	236
Figura 5.21: Potência nas fases de entrada com participação da porta auxiliar.	236
Figura 5.22: Corrente nas fases de entrada com participação da porta auxiliar.	237
Figura 5.23: Corrente nas cargas com participação da porta auxiliar.	237
Figura 5.24: Tensões nos barramentos cc de saída com participação da porta auxiliar.	238
Figura 8.1: Conversor QAB.	255
Figura 8.2: Sinais de comando para os interruptores do conversor QAB.	256
Figura 8.3: Primeira etapa.	257
Figura 8.4: Segunda etapa.	258
Figura 8.5: Terceira etapa.	259
Figura 8.6: Quarta etapa.	260
Figura 8.7: Quinta etapa.	261
Figura 8.8: Sexta etapa.	262
Figura 8.9: Sétima etapa.	263
Figura 8.10: Oitava etapa.	264

Figura 8.11: Principais formas de onda.....	265
Figura 8.12: Modelo π equivalente do transformador de quatro enrolamentos.	266
Figura 8.13: Modelo T equivalente do transformador de quatro enrolamentos.	267
Figura 8.14: Modelo T equivalente genérico.....	268
Figura 8.15: Transformador de quatro enrolamentos com indutâncias refletidas para o enrolamento 1.	269
Figura 8.16: Circuito para determinação de L_{ij}	269
Figura 8.17: Circuito equivalente de Thévenin.	270
Figura 8.18: Rede elétrica equivalente do conversor QAD ilustrando as potências nas barras e nos ramos.....	272
Figura 8.19: Representação do conversor QAB como fonte de corrente por valores médios.....	275
Figura 8.20: Diagrama de blocos da equação matricial do QAB.	278

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Dados do conversor DAB+DAB-1 construído.	135
Tabela 2: Dados do conversor DAB+DAB-2 construído.	141
Tabela 3: Dados do conversor DAB ca-ca com ponto médio simulado.	175
Tabela 4: Dados do conversor DAB ca-ca misto.....	206
Tabela 5: Dados da topologia D1 simulada.....	228

LISTA DE ABREVIÇÕES

ca	Corrente alternada
cc	Corrente contínua
DAB	Dual Active Bridge
DHB	Dual Half Bridge
FACTS	Flexible AC Transmision System
FPET	Flexible Power Electronic Trans- former
GTO	Gate Turn Off Thyristor
HVAC	High Voltage Alternating Current
HVDC	High Voltage Direct Current
IUT	Intelligent Universal Transformer
LVAC	Low Voltage Alternating Current
LVDC	Low Voltage Direct Current
MAB	Multiple Active Bridge
NPC	neutral-point-clamped
PI	Proporcional-Integral
SST	Solid-State Transformer
TAB	Triple Active Bridge
TIPS	Transformer Less Intelligent Power Transformer
UNIFLEX	Universal and Flexible
UPS	Uninterruptible power supply
VSC	Voltage Source Converter
VSI	Voltage Source Inverter
ZVS	Zero Voltage Switching

LISTA DE SIMBOLOS

Simbolo	Descrição	Unidade
a_i	Razão entre o número de espiras do enrolamento i e o enrolamento primário $a_i = N_i / N_1$ ou N_i / N_p	-----
C_i	Capacitor, $i=1, 2, 3...$	faraday (F)
$C_i(s)$	Compensadores de tensão $i=v$, de potência $i=p$	-----
V_i	Tensão contínua na porta i , $i=1, 2, 3... n$; ou $i=a, b, c, u, v, w$	volts (V)
v_i	Tensão alternada na porta i , $i=1, 2, 3... n$; ou $i=a, b, c, u, v, w$	volts (V)
f_s	Frequencia de comutação	hertz (Hz)
ω	Frequencia de comutação $\omega = 2\pi f_s$	rad/s
i_{Li}	Corrente nos indutores $i=1, 2, 3...$ ou $i=a, b, c, u, v, w, z$	ampere (A)
P_i	Potência gerada/consumida $i=1, 2, 3, a, b,$ c, u, v, w	watts(W)
φ_i	Ângulo da tensão da porta i	Radiano (rad)
φ_{ij}	Defasagem angular entre as tensões das portas i e j	Radiano (rad)

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	1
LISTA DE TABELAS	11
LISTA DE ABREVIACÕES	13
LISTA DE SIMBOLOS	15
SUMÁRIO	17
1 ELEMENTOS INTRODUTÓRIOS	21
1.1 <i>Introdução.....</i>	21
1.2 <i>Transformador convencional versus SST.....</i>	23
1.2.1 Transformador Convencional.....	23
1.2.2 Transformador de estado sólido (SST)	27
1.2.2.1 Aplicações do transformador de estado sólido (SST)	29
1.2.2.2 Barreiras para extensa utilização do SST	30
1.3 <i>Histórico do SST.....</i>	32
1.4 <i>Motivação do trabalho</i>	47
1.5 <i>Objetivos da tese.....</i>	48
1.5.1 Objetivo geral.....	48
1.5.2 Objetivos específicos.....	48
1.5.3 Contribuições do trabalho.....	48
2 CONVERSOR MAB.....	51
2.1 <i>Introdução.....</i>	51
2.2 <i>Transformador de multienrolamento x multiconversores isolados.....</i>	51
2.3 <i>Conversores MAB.....</i>	55
2.4 <i>Análise do Conversor MAB monofásico</i>	58
2.4.1 Circuito Equivalente entre duas portas quaisquer do conversor MAB.	58
2.4.2 Fluxo de potência entre duas portas j e k quaisquer do conversor MAB monofásico	62
2.4.3 Fluxo de potência entre as portas do MAB considerando as perdas e utilizando o modelo fundamental.	65
2.4.3.1 Influência das tensões das portas no fluxo de potência com $R_{ab}=0$	69
2.4.3.2 Influência da razão $R_{ab} / (\omega L_{ab})$ no fluxo de potência das portas	72
2.4.4 Minimizando as perdas devido à corrente eficaz circulante entre as portas do conversor MAB.....	75
2.4.5 Balanço de potência no conversor MAB	77
2.4.6 Potência nominal do conversor MAB monofásico	79

2.4.7	Modos de operação das portas de um conversor MAB....	81
2.4.8	Condição angular das portas para a operação no Modo de passagem.....	83
2.4.9	Controle das tensões do Conversor MAB	84
2.4.9.1	Controle por balanço de potência.....	85
2.4.9.2	Controle por compensador <i>feedforward</i> determinado pela expansão em série de Taylor das equações das correntes nas portas.....	89
2.5	<i>Considerações finais sobre o capítulo</i>	93
3	CONVERSORES CC-CC ISOLADOS PARA ESTÁGIOS INTERMEDIÁRIOS DE TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO TIPO D.	95
3.1	<i>Introdução</i>	95
3.2	<i>Topologias propostas</i>	95
3.2.1	Estruturas monofásicas	96
3.2.1.1	Monofásico unipolar-bipolar	96
3.2.1.2	Monofásico bipolar-bipolar.....	96
3.2.2	Estruturas Trifásicas.....	98
3.2.2.1	Trifásico unipolar-bipolar	98
3.2.2.2	Trifásico bipolar-bipolar	101
3.2.2.3	Trifásico unipolar-monofásico bipolar	102
3.3	<i>Análise e controle da Topologia 1</i>	104
3.3.1	Modulação e etapas de operação	105
3.3.1.1	<i>Determinação das indutâncias equivalentes L_x e L_y</i>	109
3.3.1.2	<i>Etapas de operação</i>	110
3.3.2	Equacionamento básico	113
3.3.2.1	<i>Potências transmitidas/recebidas pelas portas principais através do transformador</i>	113
3.3.2.2	<i>Ganho do conversor proposto comparado com o conversor DAB convencional</i>	117
3.3.2.3	<i>Corrente eficaz nos indutores</i>	118
3.3.2.4	<i>Dimensionamento dos indutores L_1, L_2 e L_3</i>	119
3.3.2.5	<i>Dimensionamento dos capacitores C_2, C_3</i>	119
3.3.3	Operação e controle do conversor DAB+DAB	121
3.3.3.1	<i>Circuito equivalente simplificado das portas de saída</i>	122
3.3.3.2	<i>DAB+DAB funcionando como um DAB</i>	124
3.3.3.3	<i>DAB+DAB funcionando em uma rede cc-cc bipolar</i>	128
3.3.4	Discussão sobre os métodos de controle das tensões ...	133
3.3.4.1	<i>Controle com malhas de tensões separadas</i>	133
3.3.4.2	<i>Controle com malhas de tensões compartilhadas</i> ...	133
3.4	<i>Resultados experimentais</i>	134
3.4.1	Resultados experimentais do DAB+DAB-1.....	135

3.4.1.1	Malha aberta	135
3.4.1.2	Malha Fechada	137
3.4.2	Resultados experimentais em malha fechada do conversor DAB+DAB-2.....	141
3.5	<i>Comentários finais do capítulo</i>	145
4	PROPOSTAS DE TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO	
TIPO A.....		147
4.1	<i>Introdução</i>	147
4.2	<i>Topologias propostas</i>	147
4.2.1.1	DAB CA-CA com ponto médio.....	148
4.2.1.2	DHB ca-ca	148
4.2.1.3	Mista ca-ca	149
4.2.1.4	Mista ca-ca com saída série.....	150
4.2.1.5	DAB trifásico ca-ca	151
4.3	<i>Modularidade das estruturas</i>	151
4.4	<i>Análise do DAB ca-ca com ponto médio</i>	152
4.4.1	Modulação e etapas de operação	153
4.4.1.1	<i>Etapas de operação</i>	154
4.4.2	Figuras de mérito do conversor	163
4.4.2.1	<i>Filtro passa baixa L_E C_E</i>	163
4.4.2.2	<i>Determinação da indutância L_X</i>	165
4.4.2.3	<i>Correntes nos indutores e na porta 1</i>	166
4.4.2.4	<i>Corrente no ponto médio</i>	168
4.4.2.5	<i>Potência demandada da porta 1</i>	169
4.4.2.6	<i>Determinação do filtro de saída capacitivo</i>	170
4.4.3	Modelagem e controle do conversor DAB ca-ca com ponto médio.....	172
4.4.4	Simulações computacionais	175
4.5	<i>Análise do conversor DAB ca-ca misto</i>	178
4.5.1	Modulação e etapas de operação	178
4.5.1.1	<i>Análise com carga Resistiva</i>	185
4.5.2	<i>Análise de algumas Figuras de mérito do DAB ca-ca misto</i>	190
4.5.2.1	<i>Corrente média da porta 1 no período de comutação</i>	190
4.5.2.2	<i>Corrente eficaz da porta 1 no período de comutação</i>	192
4.5.2.3	<i>Corrente média na porta 1 no período da rede</i>	193
4.5.2.4	<i>Corrente eficaz na porta 1 no período da rede</i>	195
4.5.2.5	<i>Potência transferida e corrente média da porta 2</i>	196
4.5.2.6	<i>Indutância para Transferência de Potência</i>	196
4.5.2.7	<i>Ondulação na tensão dos capacitores</i>	197
4.5.2.8	<i>Ondulação de tensão na carga</i>	201

4.5.2.9	Efeito dos Capacitores de Saída na Corrente de Saída.....	202
4.6	Resultados experimentais em malha aberta.....	206
4.7	Comentários finais do capítulo.....	214
5	PROPOSTAS DE TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO	
TIPO D.....		217
5.1	Introdução.....	217
5.2	Topologias propostas neste capítulo.....	217
5.2.1	Topologia D1.....	217
5.2.2	Topologia D2.....	220
5.3	Análise da Topologia D1.....	221
5.3.1	Convenção dos sinais do fluxo de potência.....	223
5.3.2	Balço de potência no link magnético.....	224
5.3.3	Manutenção da potência demandada pelas cargas na falta de uma fonte.....	226
5.3.4	Equalização quase automática de potência entre as fontes no cenário de desequilíbrio de cargas.....	227
5.3.5	Simulações computacionais da topologia D1.....	228
5.3.5.1	Resposta do sistema com degrau de carga na fase <i>u</i>	228
5.3.5.1	Resposta do sistema à queda da fase <i>b</i>	232
5.3.5.1	Comportamento do sistema com injeção/dreno de potência na porta auxiliar.....	235
5.4	Comentários finais do capítulo.....	238
6	COMENTÁRIOS FINAIS E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS.....	239
6.1	Comentários finais.....	239
6.2	Sugestões de trabalhos futuros.....	242
7	PRODUÇÃO ACADÊMICA DURANTE O DOUTORADO.....	243
8	APÊNDICE.....	255
8.1	Análise do conversor QAB (Quad-Active-Bridge).....	255
8.1.1	Análise do fluxo de potência em um transformador.....	272
8.1.2	Modelo para controle do conversor QAB.....	274
8.1.2.1	Modelo por valores médios.....	275
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	279

1 ELEMENTOS INTRODUTÓRIOS

1.1 Introdução

O primeiro sistema de energia elétrica comercial é considerado como o construído por Thomas Edison em 1882, em Nova York, Pearl Street. O Sistema, de corrente contínua, apresentava tensão de 110 V e uma potência total de 540 kW. Mais tarde, no ano de 1886, William Stanley e Franklin Pope da George Westinghouse construíram o primeiro sistema de energia elétrica com transmissão em corrente alternada, o *Great Barrington-MA*. Este sistema possuía uma geração em 500 V, uma distribuição em 3 kV e tensão de fornecimento ao consumidor final de 100 V. Neste modelo, destacava-se a utilização do transformador, inventado e patenteado por Lucien Gaulard e John Dixon Gibbs, por volta de 1880.

Apesar de o transformador ter sido um marco revolucionário no sistema de energia elétrica, na época o entrave da utilização da corrente alternada consistia no fato da maioria dos motores utilizados ainda serem alimentados em corrente contínua, apesar de o motor de corrente alternada ter sido inventado no ano anterior (1885), pelo engenheiro eletricitista Galileu Ferraris.

Com o nascimento da eletrônica de potência em 1901, surgem novos equipamentos que foram inseridos no sistema elétrico, forçando-o a uma readaptação. É o que acontece em 1931, quando cicloconversores a arco de mercúrio são introduzidos nas ferrovias alemãs para tração elétrica.

A eletrônica de potência de estado sólido, em sua contínua expansão, principalmente com a invenção do tiristor em 1950, continuou impulsionando substancialmente a evolução do sistema elétrico. Atualmente a eletrônica de potência está inserida praticamente em todo processo produtivo ou bem de consumo da vida moderna: conversores eletrônicos de baixa, média ou alta potência, podem ser encontrados desde aparelhos celulares, televisores, fontes de computadores, sistemas para acionamento de motores elétricos e até em grandes sistemas de transmissão e/ou geração de energia elétrica.

Além da potência desses conversores, características como topologia, modulação, perdas, quantidade de níveis, quantidade de portas

(entradas/saídas), tipos de acoplamento (meio de interligação principal entre fontes e cargas), acumulação ou não de energia etc., são características que tornam um conversor mais adequado para ser utilizado em uma determinada situação.

Com o avanço da tecnologia de semicondutores e desenvolvimento de novas topologias e técnicas de modulação, os conversores começaram a ter um papel de destaque nos sistemas elétricos, atuando também como compensadores estáticos de reativos, *Flexible AC Transmission System* (FACTS) [1]. Tais conversores, como o próprio nome sugere, atuam no sistema elétrico compensando reativos de grandes blocos de carga, função essa que era majoritariamente feita por motores síncronos trabalhando sobre ou subexcitados.

Durante algum tempo, a utilização da eletrônica de potência em sistemas de energia ficou restrita somente aos retificadores e aos FACTS. Porém, a crescente diversificação de fontes geradoras (principalmente o uso de fontes alternativas como solar, eólica, pequenas centrais hidroelétricas, e outras.), a descentralização da geração de energia elétrica (inserção de fontes geradoras no lado da distribuição) e a necessidade de que pequenos sistemas elétricos pudessem funcionar como microrredes (a fim de sobreviverem a “blackouts” do sistema principal), favoreceram as pesquisas em conversores multiportas e transformadores de estado sólido, em inglês SST.

O transformador de estado sólido pode ser definido como um equipamento formado por um conjunto de semicondutores de alta potência, transformadores convencionais de média e/ou alta frequência e circuitos de controle. Este equipamento é usado para favorecer um controle flexível no que diz respeito ao fluxo de potência para redes de distribuição de energia.

Embora o conceito de SST exista já há algum tempo, o seu uso em aplicações de alta potência era impraticável devido às limitações de potência dos semicondutores. No entanto, com o constante desenvolvimento da tecnologia dos materiais, semicondutores com maior capacidade de potência, menos perdas e maior velocidade de comutação vêm sendo desenvolvidos, enquanto a concepção de novas topologias de SST e sua utilização em sistemas de energia torna-se recorrente.

Destaca-se que para desempenhar a função de um SST, diversas topologias de conversores têm sido sugeridas na literatura. Porém, os conversores multiportas com acoplamento (*link*) magnético, por apresentarem algumas características, como por exemplo, facilidade de ade-

quação dos níveis de tensão e isolamento galvânica entre algumas portas, necessárias em algumas aplicações.

Dentro do universo dos conversores multiportas com *link* magnético, as topologias derivadas do conversor *Dual Active Bridge* (DAB) tem sido objeto de várias pesquisas e aplicações em topologia para SST e *Uninterruptible Power System* (UPS).

De forma genérica, o conversor DAB é um caso particular do conversor MAB (*Multiple Active Bridge*). Esse conversor pode associar fontes/cargas com diferentes níveis de tensão por meio de transformadores de alta frequência. Entre várias vantagens desse tipo de conversor, destaca-se: a isolamento galvânica (citada anteriormente), a alta densidade de potência, o controle centralizado e o fácil gerenciamento do fluxo de energia entre as portas.

Para poder situar melhor o leitor dentro do trabalho, no item 1.2 é apresentado um resumo comparativo entre o transformador convencional e o transformador de estado sólido. No item 1.3 é apresentado um breve histórico das principais referências literárias sobre SST, principalmente as que fazem uso dos conversores derivados do DAB.

Enfatiza-se que a escolha das topologias mostradas na revisão foi devido à utilização de transformadores em suas estruturas e a possibilidade de poderem ser enquadradas na família MAB, pois existem também topologias não isoladas, como por exemplo, a capacitores chaveados [2] e outras topologias isoladas como mostrado em [3, 4], empregados para compor transformadores de estado sólido.

1.2 Transformador convencional versus SST

Neste item é realizada uma sucinta comparação entre o transformador convencional e o SST, destacando-se algumas vantagens e desvantagens de ambos.

1.2.1 Transformador Convencional

O transformador convencional ou transformador eletromagnético evoluiu pouco em relação à sua concepção original em 1885. O material constituinte de seu núcleo varia entre aço silício, ligas amorfas, epóxi com esmalte vinílico e ferrite. Os elementos condutores utilizados geralmente são fios de cobre ou o alumínio. A isolamento entre suas bobinas basicamente são realizadas com óleo mineral, exceto os transformadores tipo seco.

A frequência de operação dos transformadores convencionais situa-se em torno de 50 ou 60 Hz (para redes de transmissão/distribuição de energia ou sistema de tração) ou 16.(2/3) Hz (para sistemas de tração). Possuem uma ampla faixa de tensão de operação que depende da aplicação, e algumas características peculiares como:

- Razão de tensão e corrente fixas;
- Fluxo de potência ativa fixo, dependendo somente da carga;
- Fluxo de potência reativo fixo (salvo os transformadores defasadores);
- Razão de frequência fixa.

Tais peculiaridades, tornam-se um problema em alguns sistemas de energia modernos, que contam com a presença de várias fontes de energia com características diferentes.

Pode-se destacar-se também algumas vantagens e desvantagens dos transformadores convencionais, tais como:

➤ Vantagens

- Relativamente baratos;
- Altamente robustos e confiáveis;
- Alta eficiência (em torno de 98,5%).

➤ Desvantagens

- Queda de tensão sob carga;
- Perdas sem carga;
- Sensibilidade à harmônicos;
- Sensibilidade à corrente contínua;
- Não têm proteção de sobrecarga;
- Suscetível a incêndio;
- Apresenta grandes preocupações ambientais (neste caso os arrefecidos a óleo);
- Não apresentam controlabilidade, salvo os transformadores de tap variável de grandes subestações, ou os transformadores defasadores;
- Como operam em baixa frequência (geralmente 50 ou 60 Hz) apresentam grande tamanho, visto que o volume é inversamente proporcional à frequência de operação, conforme (1.1);

$$A_e A_w = \frac{S_t}{k_v k_w J_i B_{\max} f}, [\text{unidade de medida}]^4 \quad (1.1)$$

Onde

S_t - potência nominal do transformador;

k_w - fator de utilização da janela do núcleo;

k_v - fator que depende da forma de onda de tensão;

B_{\max} - amplitude da densidade de fluxo;

J_i - máxima densidade de corrente;

f - frequência de operação;

$A_e A_w$ - produto entre área da perna central *versus* janela do núcleo (fornece uma estimativa do volume do transformador).

Reescrevendo-se a equação (1.1) como em (1.2), observa-se que ao manter constante o volume do transformador, a densidade de corrente e o fluxo magnético, pode-se transferir mais potência em frequências maiores. Essa é uma característica atrativa para os SST's.

$$S_t = A_e A_w k_v k_w J_i B_{\max} f, [\text{VA}] \quad (1.2)$$

• Deve apresentar baixa densidade de potência (kVA/m^3) para obter alta eficiência [5], conforme mostrado a seguir:

Como todo elemento de um circuito elétrico, o transformador convencional real possui perdas, divididas basicamente em: perdas no núcleo e perdas no cobre (perdas Joule nos enrolamentos).

As perdas magnéticas no núcleo podem ser calculadas por (1.3).

$$P_{\text{mag}} = V_n C_m f B_{\max}^2 = V_n C_m f \left(\frac{\Phi_{\max}}{A_n} \right)^2, [\text{watts}] \quad (1.3)$$

Onde

V_n - volume do núcleo;

C_m - característica do material do núcleo;

A_n - área da secção transversal da coluna do núcleo.

As perdas Joule dos “ n ” enrolamentos podem ser expressas por (1.4). Tomando como hipótese que os condutores dos “ n ” enrolamentos são iguais, as perdas Joule totais são dadas por (1.5).

$$P_j = \sum_{i=1}^n R_i i_i^2 = \sum_{i=1}^n i_i^2 \rho \frac{l_i}{S_i} \text{ , [watts]} \quad (1.4)$$

$$P_j = n\rho \frac{l_{total_cobre}}{S_{total_cobre}} \quad (1.5)$$

Considerando o transformador como um núcleo de geometria E hipotético com as dimensões mostradas na Figura 1.1, as perdas magnéticas em função da dimensão “ L ” podem ser aproximadas por (1.6).

$$P_{mag} = \frac{k_1}{k_3} C_m f \phi_{max}^2 \frac{1}{L} \Rightarrow P_{mag} \propto \frac{1}{L} \quad (1.6)$$

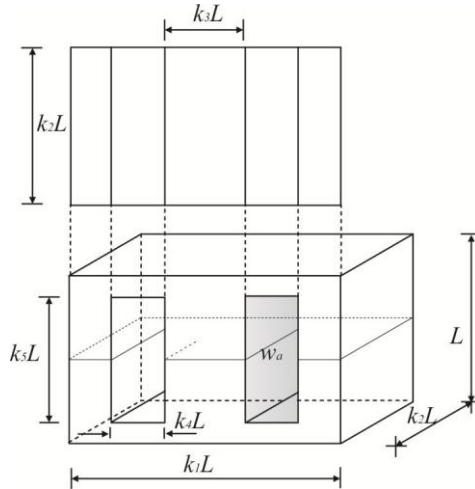


Figura 1.1: Transformador hipotético com núcleo E.

Como a área total ocupada pelos enrolamentos corresponde à uma porção da área total da janela do núcleo ($w_n = \alpha w_a$; com $\alpha \leq 1$), e o comprimento total do cobre corresponde ao comprimento médio da espira ($MLT = l_{total_cobre}$), a equação (1.5) pode ser reescrita como (1.7).

$$P_j = np \frac{2(k_2 + k_3)}{\alpha k_5 k_4 L} \Rightarrow P_j \propto \frac{1}{L} \quad (1.7)$$

Torna-se evidente então, observando-se (1.6) e (1.7), que as perdas são inversamente proporcionais ao volume do transformador. Assim, com grande volume conseguem-se baixas perdas (alta eficiência), todavia a densidade de potência (kVA/m^3) torna-se baixa, como afirmado anteriormente.

1.2.2 Transformador de estado sólido (SST)

O transformador de estado sólido por sua vez possui geralmente alta densidade de potência. O SST pode atuar nos níveis de tensão de uma rede em corrente alternada, trabalhando como um “transformador de tap variável” convencional, mas também pode oferecer vantagens adicionais, tais como:

- Bidirecionalidade de energia;
- Entradas e/ou saídas em corrente alternada e/ou corrente contínua;
- Capacidade de mudar ativamente as características de potência, tais como níveis de tensão e de frequência;
- Contribuir para melhorar a qualidade da energia (compensação de potência reativa e filtragem harmônica);
- Fornecer roteamento eficiente de energia elétrica com base na comunicação entre o local do usuário prestador de serviço público, final e outros transformadores na rede;
- Ter tamanho reduzido em relação aos transformadores convencionais de mesma potência;
- Quando necessário, ter capacidade de auxiliar o sistema a se restaurar de uma falta, *blackout* ou situação similar. Em outras palavras, o SST tem a capacidade de auxiliar o *blackstart* do sistema;

- Quando a topologia do SST favorecer a inserção de fontes acumuladoras de energia, poderá ter a capacidade de atuar como uma UPS, mantendo as cargas alimentadas, enquanto o sistema de alimentação principal estiver desligado.

Atualmente, grande parte dos transformadores de estado sólido é constituída pela interligação e associação de topologias já conhecidas. Essa interligação forma as chamadas arquiteturas dos transformadores de estado sólido. Independente da quantidade de conversores e como são interligados para formar o SST, sempre será respeitada uma filosofia básica [6], conforme mostrado na Figura 1.2.

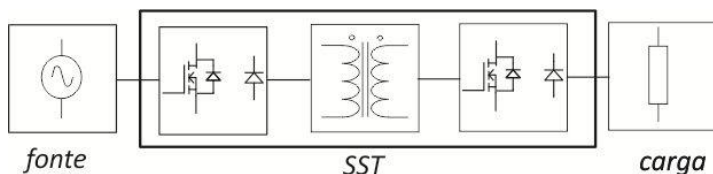


Figura 1.2: Filosofia básica de um SST [6].

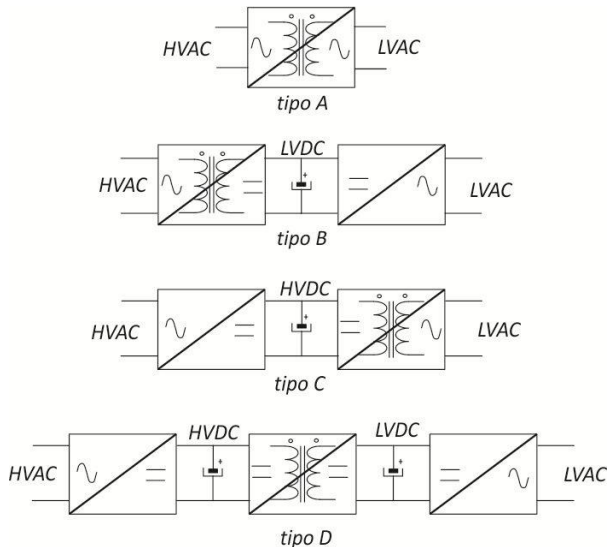


Figura 1.3: Tipos básicos de SST [6].

Porém, como já foi colocado anteriormente, o SST pode ter capacidade de acomodar fontes acumuladoras de energia além de interligar várias outras fontes e/ou cargas. Assim, considerando os possíveis estágios de conversão em [6], é apresentada uma classificação para os SST's, como mostrado na Figura 1.3.

A topologia do tipo A, é caracterizada por não possuir acumulação intermediária de energia. Nessa topologia são utilizados cicloconversores, conversores matriciais, conversores DAB ca-ca ou outros conversores isolados em média ou alta frequência. Ressalta-se que, neste caso, a transformação ca-ca é realizada de forma direta.

Na topologia tipo B a conversão é feita utilizando dois estágios: o primeiro, formado por um conversor ca-cc isolado em média ou alta frequência, fornece uma tensão cc inferior à tensão de entrada, ao barramento cc intermediário. O segundo, formado por um conversor cc-ca, inverte a tensão disponível no barramento cc. A diferença entre a tensão do lado *LVAC (Low Voltage Alternating Current)* e do barramento cc não é elevada.

Ao contrário da topologia tipo B, a topologia tipo C possui o primeiro estágio de conversão formado por um conversor ca-cc não isolado. Desta forma, o barramento cc é de alta tensão. Nesta topologia o segundo estágio, formado por um conversor cc-ca isolado em média ou alta frequência, possui a função de gerar a tensão alternada a partir da tensão do barramento e adequar (através do transformador) a tensão entre o *link* cc e a saída ca.

A última topologia, denominada de tipo D, possui três estágios de conversão nas quais altas ou baixas tensões cc podem ser obtidas. O primeiro estágio formado por um conversor ca-cc não isolado, fornece energia a um barramento *HVDC (High Voltage Direct Current)*. Um conversor isolado em média ou baixa frequência acopla este barramento a outro *LVDC*. O último estágio, formado por um conversor cc-ca não isolado fornece potência à carga. Esta topologia é uma das mais atrativas por possuir isolamento galvânica e dois barramentos cc que podem ser utilizados para alocação de cargas ou fontes.

1.2.2.1 Aplicações do transformador de estado sólido (SST)

Os transformadores de estado sólido, a princípio, podem ser utilizados em qualquer sistema elétrico por conta de suas vantagens adicionais apresentadas em relação aos transformadores convencionais. Todavia, algumas áreas de aplicações tornam-se mais atrativas, tais como:

- Tração elétrica: em se tratando de tração elétrica destacam-se as locomotivas que utilizam motores elétricos para tracioná-las. Os transformadores convencionais utilizados nessa aplicação geralmente são projetados para operar na frequência de 16,7 Hz e, geralmente, correspondem a mais ou menos 15% do peso da locomotiva. A utilização de SST melhora a eficiência, diminui o peso a vazio da locomotiva, dentre outras vantagens.
- Geração de energia por fontes alternativas: nessas aplicações, o transformador de estado sólido contribuirá para a diminuição do volume do sistema de condicionamento de energia, além de trabalhar com fator de potência unitário o que aumentará a eficiência da transmissão.
- Microredes: a expectativa é que a utilização de fontes de energia renováveis interligadas ao sistema de potência principal continue aumentando. Dessa forma, o esquema de gerenciamento do sistema de potência, no futuro, deverá ser diferente dos métodos clássicos utilizados atualmente. Neste cenário, o SST pode ser utilizado para um rápido e eficiente gerenciamento frente às mudanças dinâmicas de cargas e/ou fontes. Nessa situação, devido à capacidade de atuar dinamicamente no fluxo de potência, o SST também é chamado por [7] de roteador de energia.

1.2.2.2 Barreiras para extensa utilização do SST

Apesar de apresentarem muitas vantagens em relação ao transformador convencional, os transformadores de estado sólido ainda têm que superar algumas expectativas para terem sua utilização amplamente difundida. Pode-se começar citando, como exemplo, o custo do SST quando comparado ao transformador convencional. Apesar da crescente diminuição de preços dos semicondutores, o valor do kW processado (kW/\$) pelo transformador convencional ainda é superior ao do SST.

A complexa natureza do SST (estágio de potência e de controle) torna-o extremamente versátil e funcional, bem mais que o transformador convencional. No entanto, essa mesma natureza torna-o muito mais suscetível a falhas do que o transformador convencional que é basicamente constituído de fio e ferro. Assim, o SST tem uma confiabilidade ainda bastante inferior em relação ao transformador convencional.

A eficiência do transformador de estado sólido (variando entre 90% a 98,1%) ainda é baixa quando comparada à eficiência de um transformador convencional, que geralmente é maior que 97%. No entanto,

considerando que um SST tem melhor *performance* que o transformador convencional, em situações como redução de harmônicos e melhoria do fator de potência, pode-se considerar que a eficiência global do SST é maior.

Quanto à densidade de potência (kW/dm^3) e densidade de massa (kW/kg), o transformador de estado sólido supera o transformador convencional, tornando-se muito atrativo para utilização em veículos elétricos. Na Figura 1.4 mostra-se, de forma qualitativa, algumas figuras de mérito que servem para comparar o SST e para o transformador convencional.

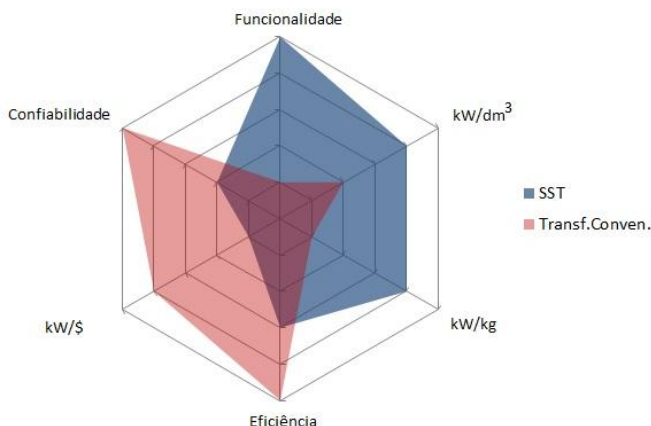


Figura 1.4: Comparação entre SST e transformador convencional.

Apesar de alguns inconvenientes ainda existentes no SST, o aumento da funcionalidade, flexibilidade, operacionalidade e melhora da qualidade de energia dos sistemas elétricos nos quais os mesmos operam, faz com que o conceito de transformador de estado sólido seja cada vez mais viável. Por conta disso, muitos especialistas da área (pesquisadores e engenheiros) afirmam que a utilização do SST vai ser imprescindível em um futuro próximo. Dentro deste contexto a referência [6] enfoca que o sistema elétrico atual terá que ser modificado e que todas as operações realizadas por conversores convencionais serão feitas pelos transformadores de estado sólido, como mostra-se na Figura 1.5.

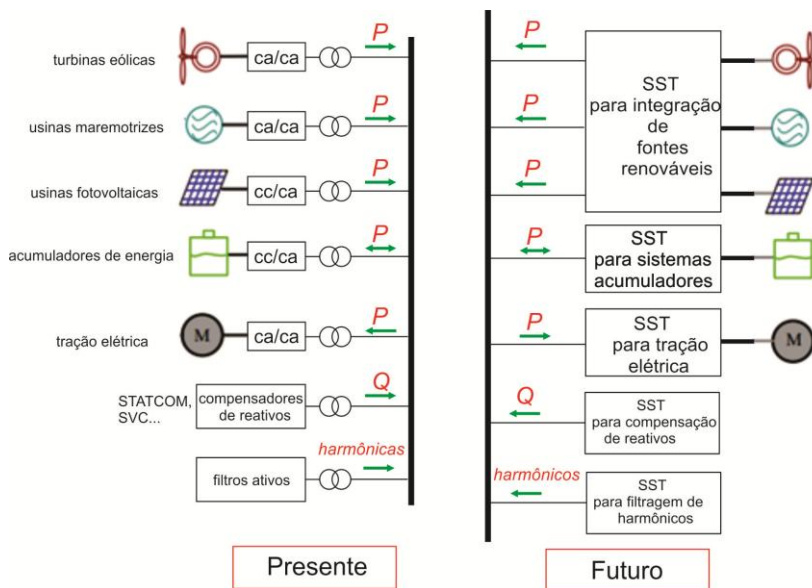


Figura 1.5: Presente e futuro do sistemas elétrico [6].

1.3 Histórico do SST

Conversores eletrônicos de potência sendo utilizados como SST vêm se tornando uma tendência cada vez mais recorrente. Neste tópico faz-se um breve histórico de alguns trabalhos que utilizam conversores eletrônicos de potência como SST. Ressalta-se que os trabalhos citados aqui não são os únicos, mas foram considerados até o momento como mais relevantes.

O conceito de SST ou transformador eletrônico, foi introduzido na década de 50, por Nordenberg em [8]. Desde então, o conceito de SST tem sido desenvolvido significativamente e diversas topologias de conversores têm sido introduzidas na literatura para este fim.

Na década de 80 foi proposto [9] um SST que consistia de um conversor Buck ca-ca abaixador, conforme mostrado na Figura 1.6. O mesmo pensamento foi seguido pela Universidade Estadual de São José (San Jose State Univ.,[10]), mas os protótipos construídos na época

operavam com níveis de potência e tensões abaixo dos níveis das redes elétricas convencionais.

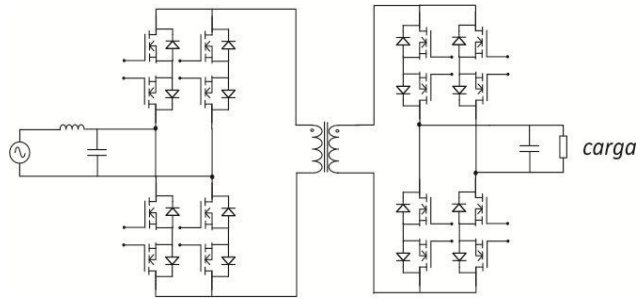


Figura 1.6: Proposta de SST ca-ca [9, 10].

Na década de 90 [11] propôs a topologia mostrada na Figura 1.7, que apresenta somente dois estágios de conversão isolados e pode ser vista como um *push-pull* ca-ca. Possui simplicidade de construção e comando, e baixa capacidade de potência.

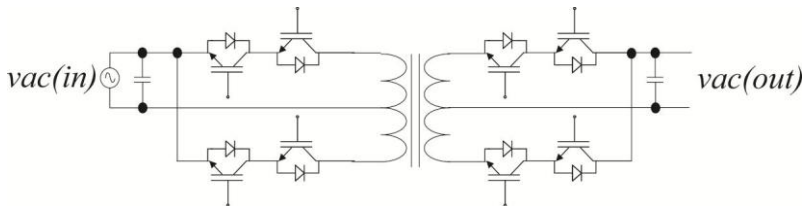


Figura 1.7: Proposta de um transformador inteligente [11].

Em 1997 foi proposto o SST [12] mostrado na Figura 1.8. A topologia é trifásica, formada por três transformadores monofásicos ligados da forma delta-estrela. Apesar de ter considerável capacidade de potência, a topologia não apresenta barramento cc, por isso não tem a capacidade de acomodar cargas em corrente contínua e fontes acumuladoras.

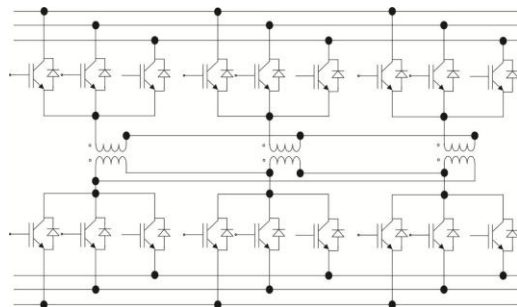


Figura 1.8: Topologia trifásica de SST com transformadores monofásicos [12].

Em 1999 foram propostas e analisadas as estruturas de SST mostradas na Figura 1.9 [12, 13]. São sugeridas duas versões monofásicas, sendo uma delas (Figura 1.9(b)) uma versão multinível, o que melhora a qualidade da tensão em relação à versão de dois níveis (Figura 1.9(a)).

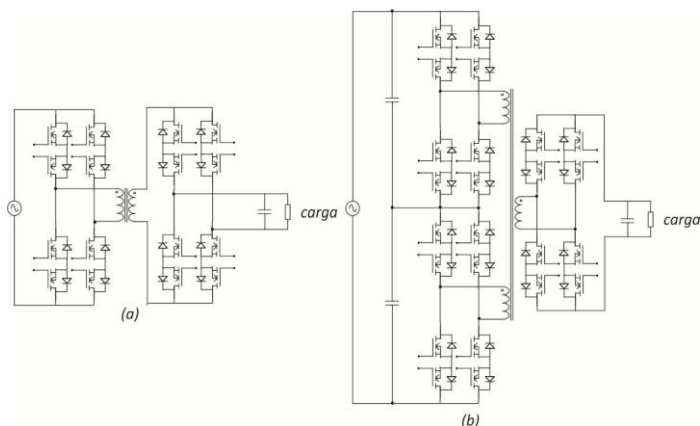


Figura 1.9: Transformadores eletrônicos: (a) monofásico; (b) monofásico multinível [12, 13].

As estruturas, apesar de terem a mesma configuração de chaves da proposta apresentada na Figura 1.6, se diferenciam pela posição de entrada da fonte.

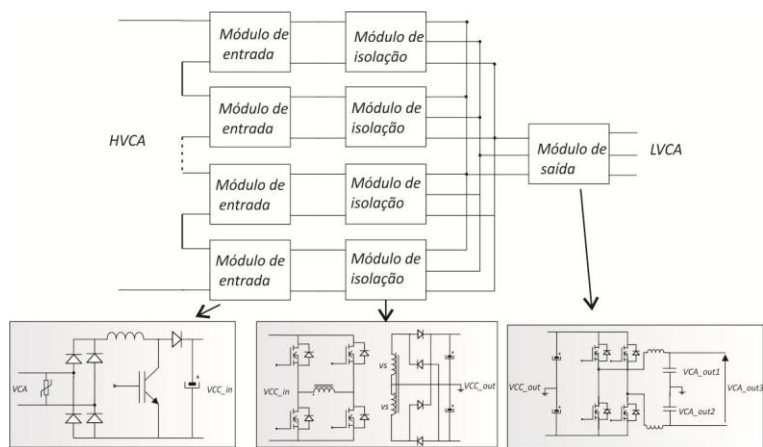


Figura 1.11: Topologia de SST proposto por [15].

Na referência [16] é proposto um SST modular, formado por três inversores VSC (*Voltage Source Current*) conectados em série na entrada (lado HVCA). O estágio intermediário é formado por um transformador ligado em estrela-triângulo. O estágio final é formado por um conversor VSC monofásico. Uma desvantagem desta topologia é a saída, realizada através de um único conversor.

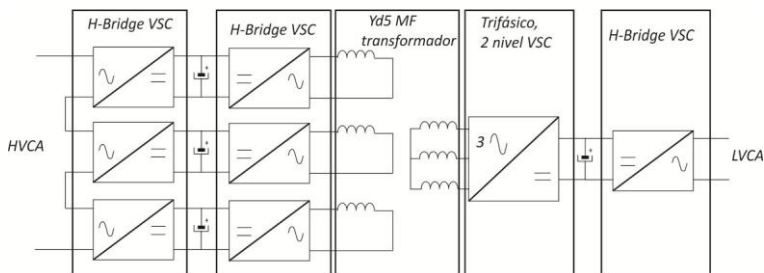


Figura 1.12: SST modular proposto por [16].

Em [17] é apresentada uma topologia de SST definida pelo autor de *IUT (Intelligent Universal Transformer)*. Esta topologia, apresentada na Figura 1.13 possui três estágios de conversão, sendo que o estágio

intermediário proporciona o isolamento em alta frequência. A saída desta topologia apresenta três portas e dois níveis de tensão alternada. O estágio de entrada é realizado por um NPC que pode ser de vários níveis [17]. A topologia é totalmente modular e pode ser expandida, sendo seu inconveniente a unidirecionalidade em potência.

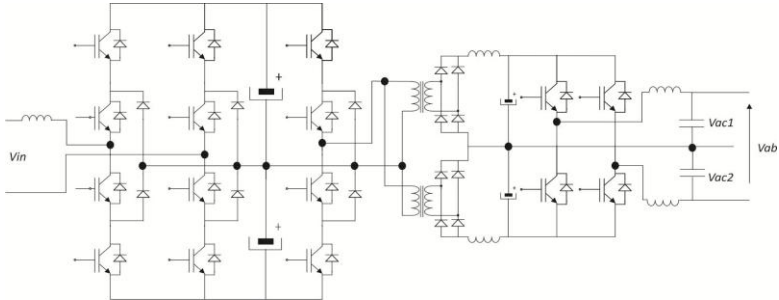


Figura 1.13: Topologia IUT para SST apresentada por [17].

Em [18, 19] propõem-se a topologia de SST apresentada na Figura 1.14. Nessa topologia a média ou alta tensão de entrada ca é convertida em cc. No próximo estágio, a tensão cc é convertida em tensão ca de média frequência e alimenta o transformador de três enrolamentos. A saída de média frequência é convertida novamente em cc e, finalmente o último estágio fornece tensão trifásica ca em 50 ou 60 Hz a quatro fios.

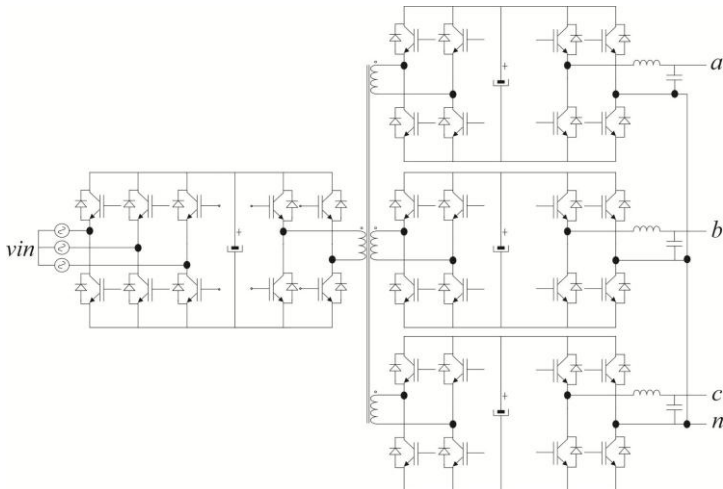


Figura 1.14: Topologia de SST a quatro fios [18, 19].

Uma topologia de SST para altas tensões de entrada foi proposta por [20], mostrada na Figura 1.15. A topologia é caracterizada por ser modular, sendo que cada módulo possui um retificador a diodo como estágio de entrada e um barramento cc, que é conectado ao transformador de alta frequência por um conversor monofásico em ponte completa. O estágio de saída de cada módulo também é formado por um retificador monofásico não controlado. Os estágios têm suas saídas interligadas em paralelo a um barramento comum em corrente contínua. Um inversor trifásico em ponte completa forma o estágio final da topologia, fornecendo a tensão alternada. Apesar de ter uma elevada capacidade de potência, o inconveniente desta topologia é sua unidirecionalidade em potência.

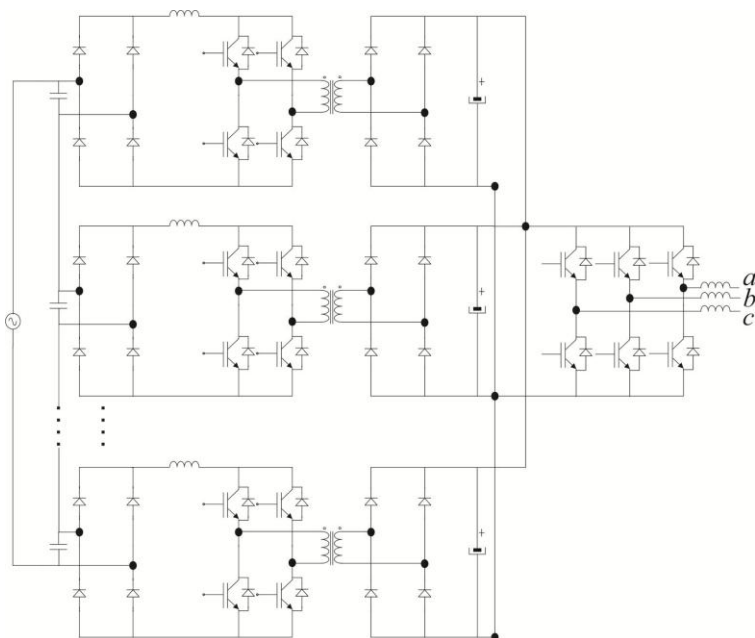


Figura 1.15: SST unidirecional para alta tensão de entrada [20].

Em [21] foi proposto um IUT modificado, onde um transformador de alta frequência com três enrolamentos é utilizado como *link* de acoplamento entre os estágios de entrada e saída. Apesar da mudança no

que diz respeito a utilizar somente um transformador ao invés de dois, a topologia IUT ainda possui o inconveniente da unidirecionalidade em potência, conforme mostra-se na Figura 1.16.

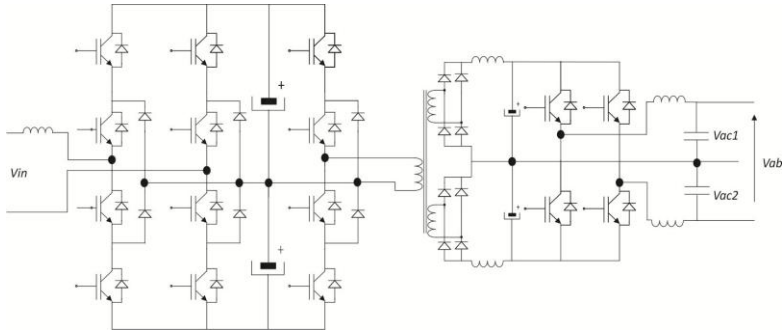


Figura 1.16: Topologia IUT para SST com um transformador de três enrolamentos [21].

Na Figura 1.17 é apresentada uma proposta de SST sugerida por [22, 23]. Nesta topologia, um conversor matricial é utilizado no estágio de entrada para interligar a rede e a tensão de média frequência do transformador. Um retificador é utilizado para converter a média frequência em cc, mas não há acumulação de energia. Um conversor trifásico converte a tensão do barramento cc para ca em 50 ou 60 Hz.

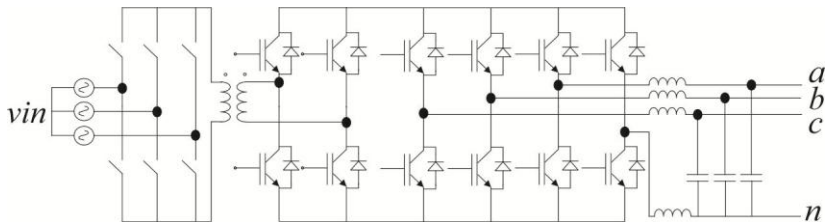


Figura 1.17: Topologia para SST a quatro fios sem barramento cc [22, 23].

A topologia mostrada na Figura 1.18 foi proposta por [24]. Nessa topologia, a conversão é feita diretamente através de um transformador de média frequência contendo três enrolamentos. Seu diferencial é a

possibilidade de alimentar cargas monofásicas e trifásicas. O ponto neutro é conseguido no tap central dos enrolamentos secundários do transformador.

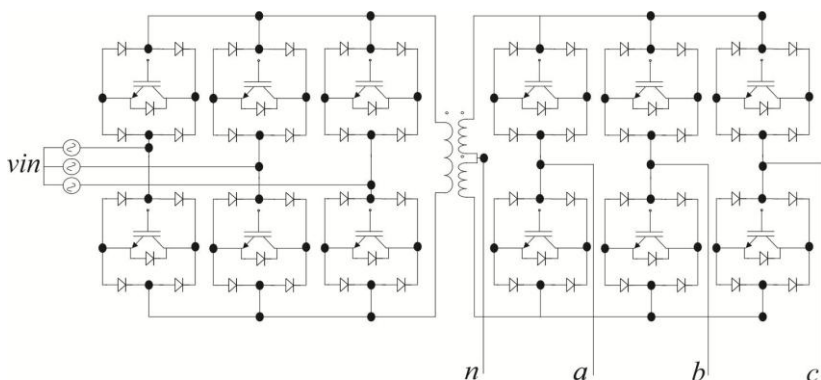


Figura 1.18: Topologia de SST trifásico com conversão direta e condutor neutro na saída [24].

Um SST monofásico tendo como base um conversor DAB ca-ca foi apresentada em [25]. Esta estrutura apresenta simplicidade de construção e controle, alta densidade de potência, bidirecionalidade de fluxo de potência e comutação suave ZVS (*Zero Voltage Switching*) em uma ampla faixa de operação.

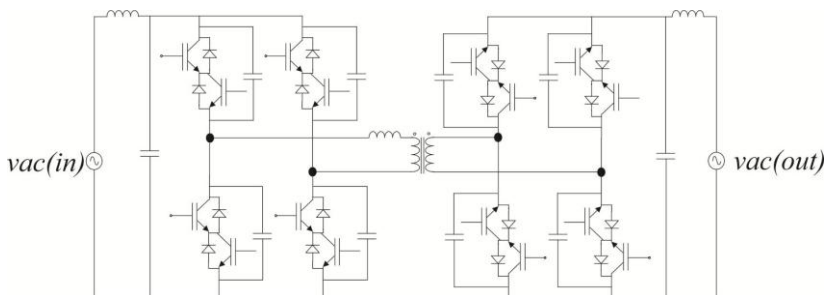


Figura 1.19: Conversor DAB ca-ca como SST [25].

Na Figura 1.20 é apresentada uma topologia de SST multi-estágio utilizando um conversor NPC trifásico como estágio de saída. Esta topologia foi proposta por [26], possui elevada capacidade de processamento de potência. O estágio de entrada é formado por conversores monofásicos em ponte completa ligados em série, o que possibilita a operação em elevadas tensões. O estágio intermediário, antes do transformador, também é formado por conversores em ponte completa ligados em série, todavia comutados em uma frequência maior. O estágio que precede o estágio de saída é formado por um conversor monofásico em ponte completa que produz um barramento cc com ponto médio.

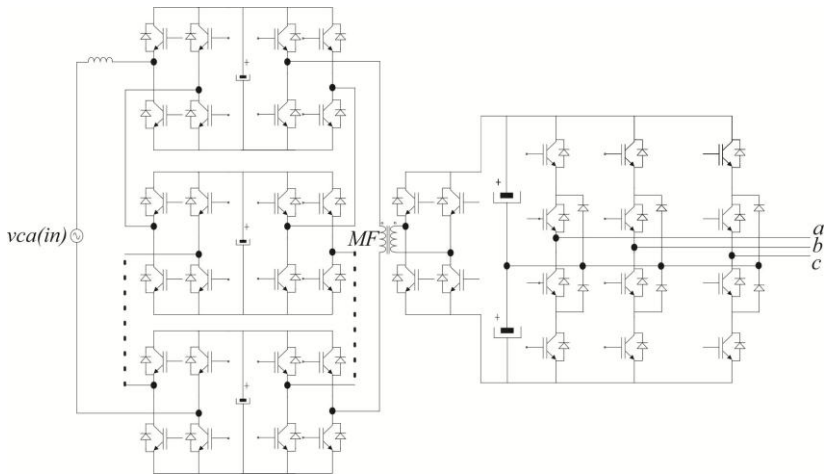


Figura 1.20: SST ca-ca multi-estágio com isolamento em média frequência [26].

Outra topologia simples de SST bidirecional com comutação ZVS é mostrada na Figura 1.21 e foi introduzida por [27]. A topologia tem como estágio de entrada um conversor monofásico em ponte completa funcionando como um retificador ativo, seguido por um inversor em ponte completa comutado em alta frequência e um transformador de três enrolamentos que isola o estágio de saída do restante do circuito. O estágio de saída por sua vez é formado por um cicloconversor bidirecional. A topologia possui acessível concepção e controle.

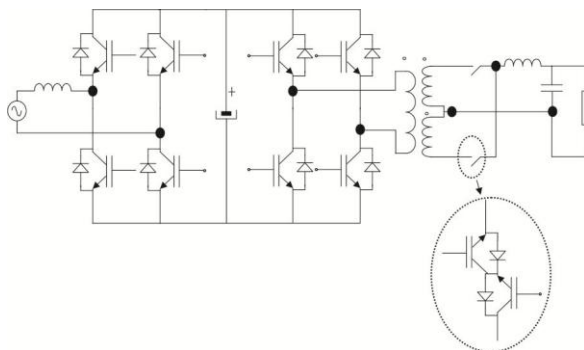


Figura 1.21: SST bidirecional com ZVS [27].

Em [28] os autores introduziram duas topologias de SST, uma monofásica e outra trifásica, mostradas na Figura 1.22. O diferencial dessas topologias é a retificação do lado de alta tensão feita com GTO (*Gate Turn Off Transistor*), o que garante uma tensão com polaridade definida no estágio antes do transformador. Uma das vantagens desse circuito é a redução do número de interruptores no estágio intermediário.

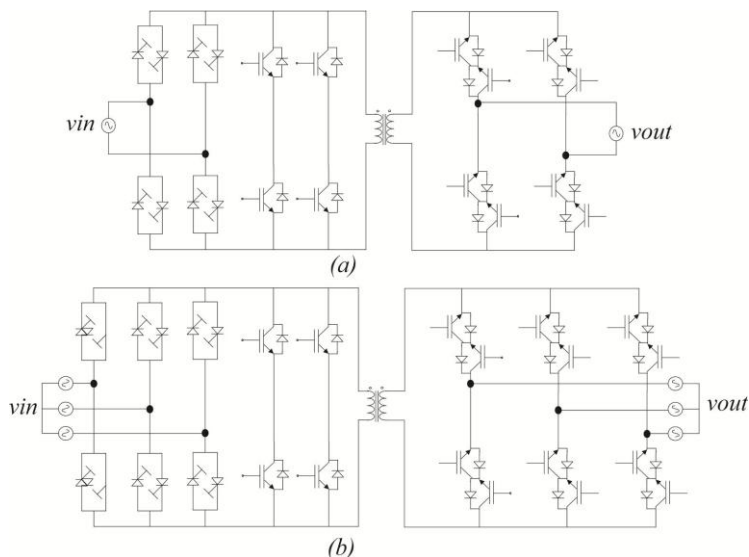


Figura 1.22: SST com retificador usando GTO [28].

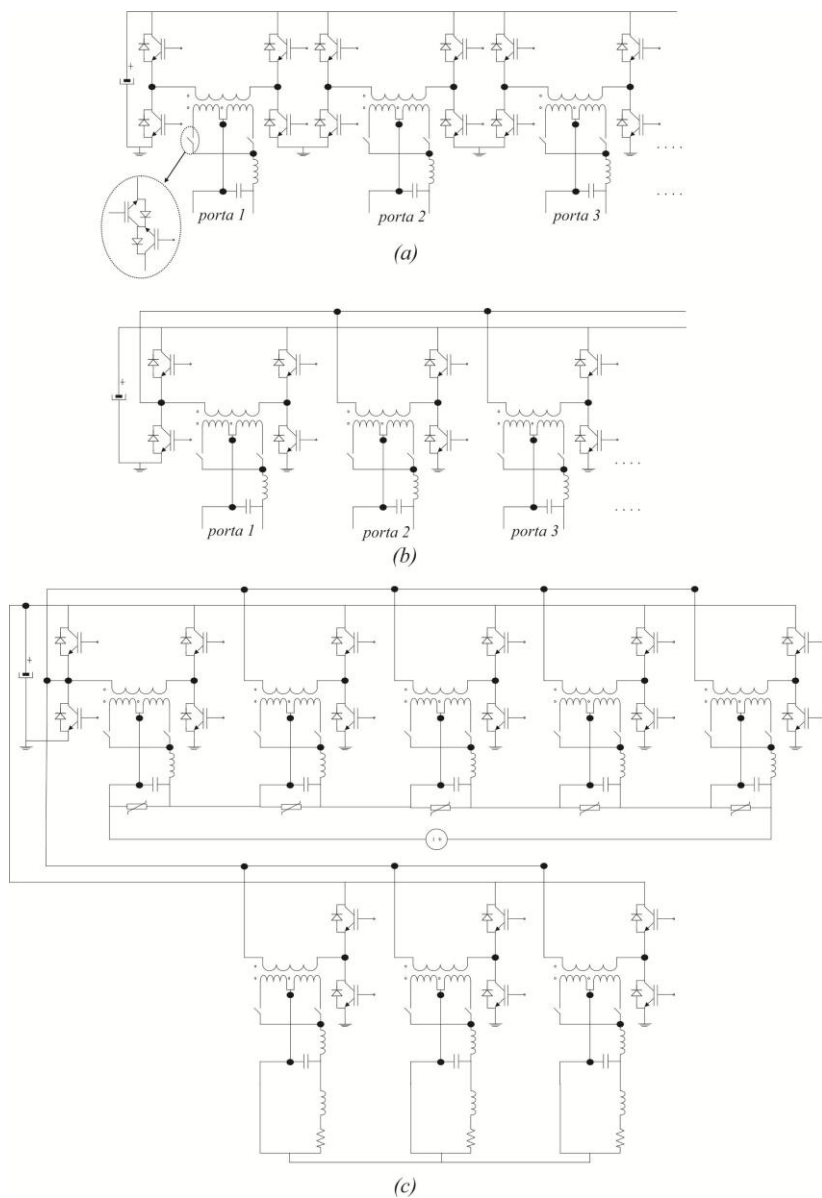


Figura 1.23: Topologias de SST propostas por [29].

Em [29] os autores propõem três topologias de SST, mostradas na Figura 1.23. As topologias denominadas pelos autores de FPET (*Flexible Power Electronic Transformer*) possuem módulos de operação independentes, cada um contendo uma porta, e são conectados entre si por meio de um barramento cc comum. As topologias são totalmente bidirecionais. Na Figura 1.23 mostra-se a topologia básica, a topologia com reduzida quantidade de interruptores e a adaptação da topologia para altas tensões ca, respectivamente. Todas as variantes dessa topologia podem acomodar naturalmente um sistema de armazenamento de energia ou fornecer potência a uma rede cc.

A topologia mostrada na Figura 1.24 foi denominada GEN-1 e é apresentada à primeira vez por [30]. Esta topologia tem como célula básica três conversores DAB, ligados em série na entrada para dividir a tensão, e em paralelo na saída para dividir a corrente. O estágio de saída é formado por um conversor VSI trifásico configurado para possuir três portas com dois diferentes níveis de tensão. O conversor GEN-1 também possui barramentos de corrente contínua, que podem ser utilizados como portas.

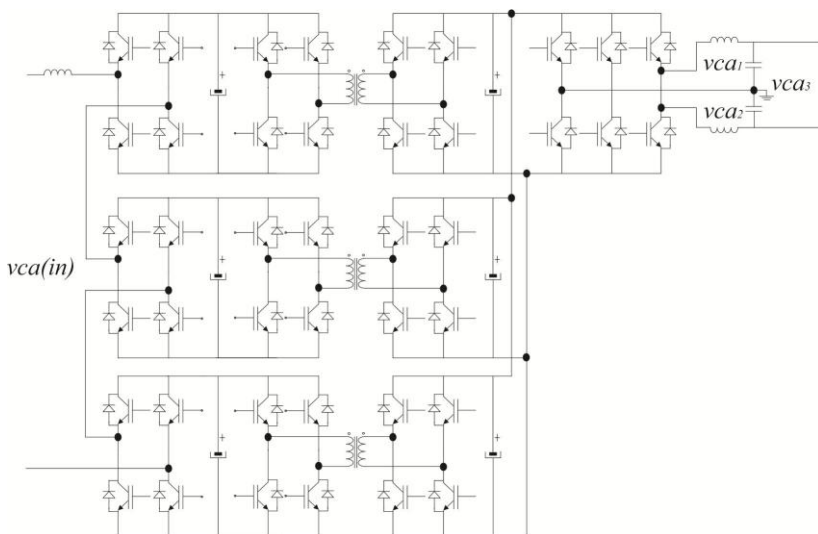


Figura 1.24: Topologia GEN-1 para SST [30] .

Uma topologia de SST voltada para acionamentos elétricos é sugerida por [31] e mostrada na Figura 1.25. Esta topologia foi concebida para ser utilizada em um trem com tração elétrica. O estágio de entrada é formado por cicloconverters em série, o que favorece a manipulação de elevadas tensões na entrada. O estágio de saída é formado por um conversor em ponte completa interligado, através de um barramento cc capacitivo, a um conversor trifásico em ponte completa que aciona o motor do sistema. Um transformador com múltiplos enrolamentos é responsável em isolar o estágio de entrada do estágio de saída. O barramento cc do estágio de saída ainda pode ser utilizado para fornecer ou receber energia. A topologia possui elevada capacidade de processamento de potência.

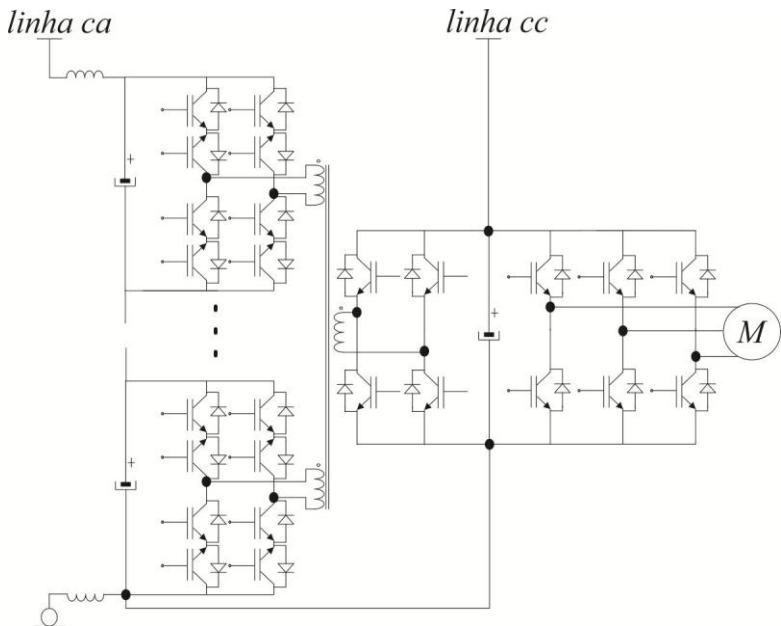


Figura 1.25: Topologia SST para tração elétrica [31] .

Na referência [32] é apresentada uma topologia que foi definida de *Transformerless Intelligent Power Transformer (TIPS)*, mostrada na Figura 1.26. A topologia possui uma elevada capacidade de potência, isolamento galvânico em alta frequência e modularidade. O estágio de

entrada é formado por um NPC de três níveis, o que melhora a qualidade da corrente drenada da fonte. O estágio intermediário é isolado em alta frequência por um transformador de três enrolamentos com ligação Y-delta/Y. Do lado secundário há dois conversores DAB com as saídas ligadas em paralelo, para dividir os esforços de corrente nos mesmos. O estágio de saída da estrutura é formado por um VSI trifásico. A topologia é bem completa, possuindo barramentos cc intermediários que também podem ser utilizados como portas.

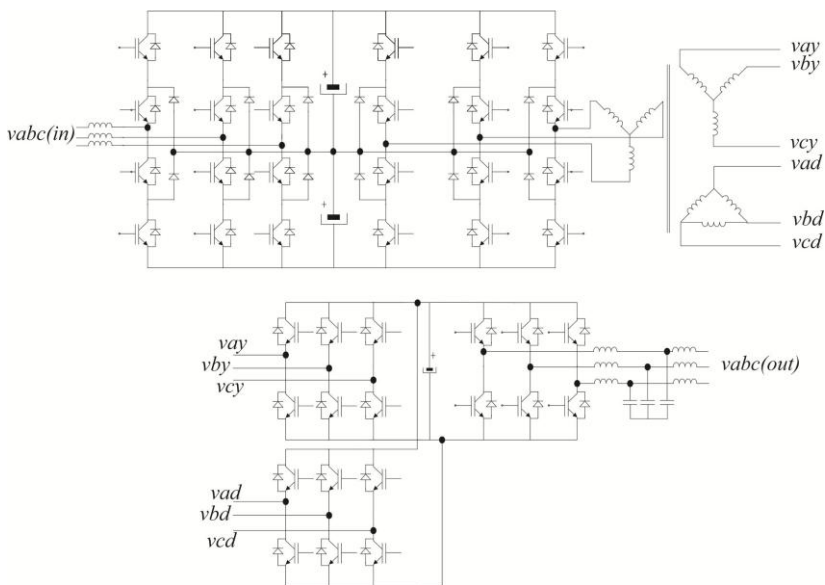


Figura 1.26: Topologia TIPS proposta por [32].

Além dos trabalhos citados anteriormente, merece destaque trabalhos recentes em transformadores de estado sólido como [33], que aborda um SST multinível com sincronização de potência para reduzir o capacitor de barramento; [34], que analisa a estabilidade de um SST e aplica uma realimentação usando impedância negativa para melhorar a estabilidade de estrutura; [35], que analisa o despacho econômico de um sistema utilizando um SST baseado na estratégia de roteamento de energia; [36], que apresenta um conversor ca-cc de média tensão utilizan-

do Sic Mosfet de 10 kV; [37], que introduz um modelo analítico para um transformador coaxial de média tensão e de alta frequência para aplicações em SST; [38], que controla um SST, com células DAB, utilizando controle digital distribuído em um FPGA; [39], que mostra pesquisas recentes para redução das perdas do conversor DAB sobre ampla faixa de carregamento, para aplicação em SST; [40], que introduz uma nova arquitetura multinível cascaded *H-bridge* para aplicações em microrredes; [41], que mostra o projeto e a operação de um SST de 3,6 kV-120 V/10 kVA para aplicações em microrredes; [42], em que o estágio retificador de um SST é controlado utilizando modos deslizantes conseguindo mais robustez e melhora da dinâmica. Ainda em [43], um transformador de estado sólido que agrega as funções de controle de potência ativa e compensação de potência reativa é utilizado em um sistema de geração de energia eólica; em [44] uma modulação espacial é aplicada em um SST multinível com o objetivo de balancear a tensão nos capacitores; em [45] é apresentado o controle de um MMC utilizando o conversor DAB para ser aplicado em SST; [46] é aplicado um SST em um sistema de distribuição para controle de reativo e tensão; em [47] são apresentados estudos de controle e seleção de parâmetros de forma a minimizar a circulação de corrente entre SST ligados em paralelo; em [48] analisa faltas em sistemas de distribuição contendo SST, mostrando que estas são muito diferentes em um sistema de distribuição convencional; em [49] apresenta-se um SST para média tensão com *link* cc de alta frequência, utilizando capacitores chaveados para ser aplicado em sistemas de distribuição.

1.4 Motivação do trabalho

Com base no exposto, as motivações para o desenvolvimento deste trabalho estão resumidas nos itens seguintes:

- As microrredes (quer sejam c.c ou c.a) têm se mostrado como uma nova tendência para utilização de conversores eletrônicos de potência;
- Os conversores multiportas com *link* magnético, além de serem robustos, apresentam diversas características favoráveis ao processamento de energia;
- Os transformadores de estado sólido (SST), têm se tornado cada vez mais recorrentes, principalmente quanto à interligação de microrredes e a rede principal ou microrredes com níveis de tensões diferentes;

- A utilização de várias fontes de energia de diferentes origens para alimentar de forma concomitante uma carga, é uma alternativa que aumenta a confiabilidade quanto ao fornecimento de energia.

1.5 Objetivos da tese

Dentro deste contexto, esta tese possui objetivos que podem ser divididos em geral e específicos, como apresentados a seguir.

1.5.1 Objetivo geral

Estudo e implementação de estruturas conversoras multiportas com *link* magnético com potencial para ser utilizada como parte de um SST que pode ser utilizado em microrredes cc e/ou ca.

1.5.2 Objetivos específicos

A partir do objetivo principal desse trabalho são detalhadas ações que se pretende alcançar. Essas ações são estabelecidas a seguir compondo os principais objetivos específicos.

- Explorar o funcionamento do conversor MAB (*Multiple Active Bridge*), destacando as principais relações matemáticas que regem seu funcionamento;
- Abordar as principais formas de controle do conversor MAB;
- Apresentar as vantagens e desvantagens da utilização do *link* magnético no acomplamento de fontes com natureza e níveis de tensões diferentes;
- Estudar o funcionamento de topologias com capacidade de serem utilizadas em microrredes cc e/ou ca.

1.5.3 Contribuições do trabalho

Considerando o que foi exposto anteriormente, e com o intuito de colaborar na difusão dos conversores multiportas com *link* magnético, espera-se como contribuições deste trabalho são.

- Apresentação de um estudo formal do conversor MAB, e propostas de novas configurações do mesmo;
- Proposta de uma nova família de conversores derivada dos conversores MAB, com capacidade de servirem como “transformador cc-cc” em

microredes unipolares e/ou bipolares e como “células básicas” para SST’s;

- Proposta de novas topologias de SST monofásicos e trifásicos baseadas nos conversores *Dual Half Bridge* (DHB) e DAB ca-ca monofásico;
- Proposta de novas topologias de SST com *link* magnético de alta frequência, com capacidade de alimentar cargas em corrente contínua ou corrente alternada e acomodar fontes acumuladoras de energia;
- Proposta de um novo modelo de controle para os conversores da família MAB.

2 CONVERSOR MAB

2.1 Introdução

A interligação de diversos conversores e cargas tem sido atualmente a tendência dos sistemas elétricos e eletrônicos modernos. Sistemas como carros elétricos e microrredes têm utilizado cada vez mais conversores multiportas, pois os mesmos tem a possibilidade de interligar fontes e cargas de naturezas e níveis de tensão diferentes.

Dentre os conversores multiportas, merecem destaque os que possuem *link* magnético, principalmente o conversor MAB. As vantagens desses conversores são: interconexão entre fontes com diferentes níveis de tensão, o que acontece naturalmente pelo ajuste do número de espiras dos enrolamentos do transformador; controle integrado, capacidade de comutação ZVS (*Zero Voltage Switch*) e alta densidade de potência.

Em contrapartida, a confecção do transformador de alta frequência e o projeto do sistema de controle do conversor MAB aumenta em complexidade com o crescimento do número de portas. Todavia, fatores como capacidade de sobreviver a curtos circuitos e isolamento galvânico entre as portas tornam atrativo a utilização desses conversores em sistemas como UPS, SST e/ou em microrredes.

Dessa forma, neste capítulo é apresentado o conversor MAB, suas principais características, e destacadas algumas figuras de méritos relevantes ao projeto. Porém, antes de apresentar o conversor MAB, será realizada uma breve comparação entre duas arquiteturas conversores isoladas: uma com transformador de multienrolamentos e a outra com multiconversores isolados.

2.2 Transformador de multienrolamento x multiconversores isolados

Na Figura 2.1 mostram-se duas situações de arquiteturas isoladas, de maneiras diferentes, através de transformadores monofásicos. Na Figura 2.1(a) os conversores são isolados individualmente (cada conversor possui um transformador). Os transformadores possibilitam o isolamento galvânico, além da adequação do nível de tensão entre a fonte e a

carga. Se a carga tiver possibilidade de gerar energia, os conversores podem ser bidirecionais. Todavia, o gerenciamento deste fluxo é complicado.

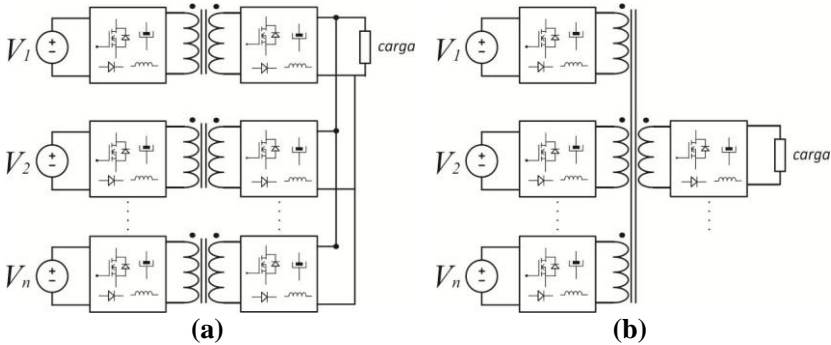


Figura 2.1: (a) Conversores isolados alimentando uma carga; (b) conversores acoplados alimentando uma carga.

A estrutura genérica da Figura 2.1(a) possui n fontes, n transformadores, $2n$ enrolamentos e $2n$ conversores.

A Figura 2.1(b) mostra uma estrutura multiporta com n fontes alimentando uma carga. A estrutura possui somente um transformador de $n+1$ enrolamentos. O acoplamento nesta situação possibilita o uso de $n+1$ conversores. O número de enrolamentos a serem confeccionados também é $n+1$.

Entre as duas estruturas expostas pode-se identificar de imediato uma menor quantidade de conversores envolvidos na composição da topologia mostrada na Figura 2.1 (b).

Em ambas as estruturas, o gerenciamento do fluxo de potência entre as fontes e a carga é realizado através da técnica *phase-shift*. O controle pela razão cíclica também pode ser utilizado. Todavia, pode-se diminuir a capacidade de transmissão de potência ativa entre as fontes.

A troca de potência entre duas ou mais fontes na topologia da Figura 2.1 (a) requer obrigatoriamente que o fluxo de energia passe no mínimo através de quatro conversores, enquanto que na estrutura da Figura 2.1 (b) somente dois conversores são atravessados pelo fluxo de potência. Dessa forma, pode-se afirmar que possuindo os mesmos componentes e a mesma modulação, a estrutura da Figura 2.1 (a) tende a apresentar maiores perdas que a outra.

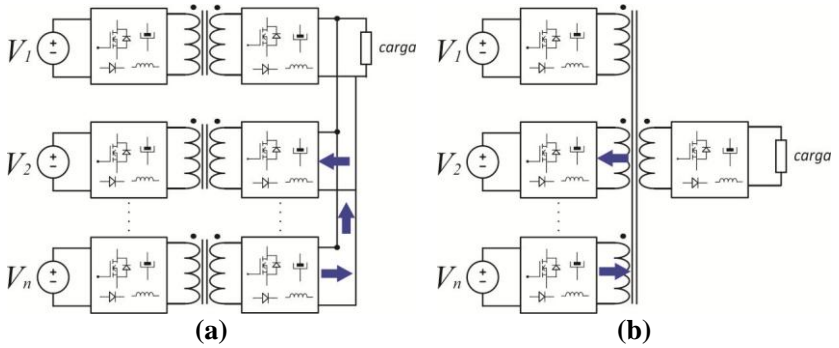


Figura 2.2: Ilustração da troca de potência entre duas fontes das estruturas:
(a) Topologia A; (b) Topologia B.

Entretanto, em aplicações práticas que envolvam altas tensões e/ou numerosas fontes, a estrutura da Figura 2.1 (a) é mais adequada. Isso porque, a confecção de um transformador com múltiplos enrolamentos é complexa e a isolamento entre os enrolamentos é problemática.

Outra comparação interessante é a densidade de potência entre as estruturas. Para mostrar esta situação, faz-se inicialmente referência à equação da potência processada por um transformador, que pode ser dada pelo somatório das potências individuais de seus enrolamentos conforme (2.1). Assim, sendo S_a a potência de um enrolamento do transformador para a estrutura da Figura 2.1(a), a potência total processada nos dois enrolamentos é dada por (2.2).

$$S_t = \sum_{k=1}^n V_k I_k = \sum_{k=1}^n S_k \quad (2.1)$$

$$S_{t(a)} = 2S_a \quad (2.2)$$

Considerando que cada enrolamento do transformador da Figura 2.1(b) processa potência igual aos enrolamentos dos transformadores da estrutura da Figura 2.1(a), a potência processada pelo transformador de quatro enrolamentos é dada por (2.3).

$$S_{t(b)} = 4S_a = 2S_{t(a)} \quad (2.3)$$

Recorrendo-se à equação (1.2), repetida aqui como (2.4), se observa que o produto das áreas de um transformador é proporcional à sua potência.

$$S_t = A_e A_w k_v k_w J_i B_{\max} f \Rightarrow S_t \propto A_e A_w \Rightarrow S_t \propto A_p \quad (2.4)$$

Então, considerando constante todas as outras variáveis, a partir de (2.3) e de (2.4) conclui-se que o produto das áreas do transformador de quatro enrolamentos é proporcional ao dobro do produto das áreas do transformador de dois enrolamentos, conforme (2.5).

$$A_{p(b)} \propto 2A_{p(a)} \quad (2.5)$$

Contudo, a relação entre o volume de um transformador e seu produto das áreas é dada pela equação (2.6).

$$V_{\text{volume}} = K_{\text{vol}} A_p^{(0,75)} \quad (2.6)$$

Aplicando-se (2.6) para determinar o volume total ocupado pelos transformadores das duas estruturas, chega-se a (2.7) e (2.8).

$$V_{\text{volume_3_transformadores}(a)} \approx 3K_{\text{vol}} A_{p(a)}^{(0,75)} \quad (2.7)$$

$$V_{\text{volume_transformador}(b)} \approx K_{\text{vol}} (2A_{p(a)})^{0,75} \quad (2.8)$$

A razão entre (2.8) e (2.7) é definida em (2.9).

$$\frac{V_{\text{volume_transformador}(b)}}{V_{\text{volume_3_transformadores}(a)}} = \frac{K_{\text{vol}} (2A_{pa})^{0,75}}{3K_{\text{vol}} A_{p(a)}^{(0,75)}} \approx 56\% \quad (2.9)$$

De forma generalizada, a razão entre os volumes do transformador da estrutura da Figura 2.1(b) e os transformadores da Figura 2.1(a) em função do número de fontes n pode ser dado pela relação (2.10).

$$\frac{V_{\text{volume_transformador}(b)}}{V_{\text{volume_3_transformadores}(a)}} = \frac{0,594(n+1)^{0,75}}{n}; p/n \geq 2 \quad (2.10)$$

Observa-se então uma maior densidade volumétrica de potência (volume/watts) da estrutura da Figura 2.1 (b) em relação à da Figura 2.1

(a), e esta densidade de potência aumenta com o número de fontes (n) conforme se mostra na Figura 2.3.

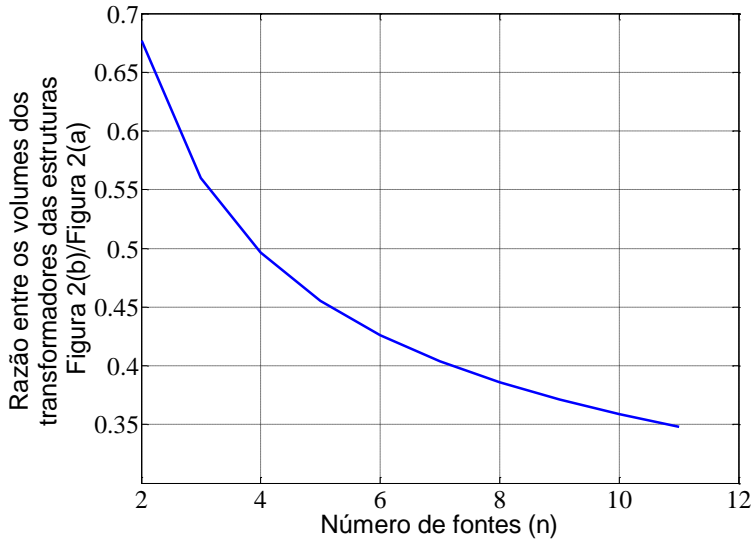


Figura 2.3: Relação entre os volumes das estruturas da Figura 2.1(b) e Figura 2.1 (a).

2.3 Conversores MAB

Após uma sucinta explanação sobre algumas vantagens e desvantagens existentes entre estruturas com conversores isolados e estruturas com conversores acoplados, neste item será explanado sobre o conversor MAB [50], que é uma estrutura caracterizada pela topologia mostrada na Figura 2.2(b).

O conversor MAB representa uma família de conversores em ponte completa, interligados entre si através de um transformador multi-enrolamento. De acordo com o tipo de enrolamento utilizado, o conversor MAB tem sua versão monofásica (Figura 2.4) [50], ou trifásica (Figura 2.5, proposta nesta tese). A escolha da configuração depende do nível de potência processada e do nível de tensão a que as portas estarão submetidas. Como pode ser observada, a topologia possui n conversores em ponte completa que são interligados através de um transformador de n enrolamentos (no caso monofásico) ou $3n$ enrolamentos no caso trifásico.

sico. A estrutura é bidirecional, e o fluxo de potência pode ser trocado entre as portas sem muita dificuldade.

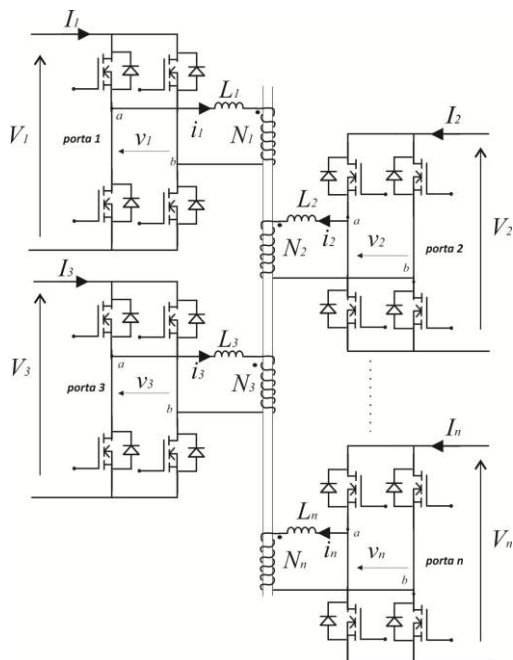


Figura 2.4: Conversor MAB monofásico [50].

A potência que flui entre duas portas quaisquer pode ser controlada pela técnica *phase-shift* (defasamento angular entre as tensões do lado ca) ou pela razão cíclica. Os conversores DAB [51-61] (Figura 2.6) e o conversor TAB monofásico [54, 62-68] (Figura 2.7) são considerados casos particulares do conversor MAB. Logo, as equações que determinam o fluxo de potência entre as portas do conversor DAB podem ser utilizadas para o estudo do fluxo de energia no conversor MAB.

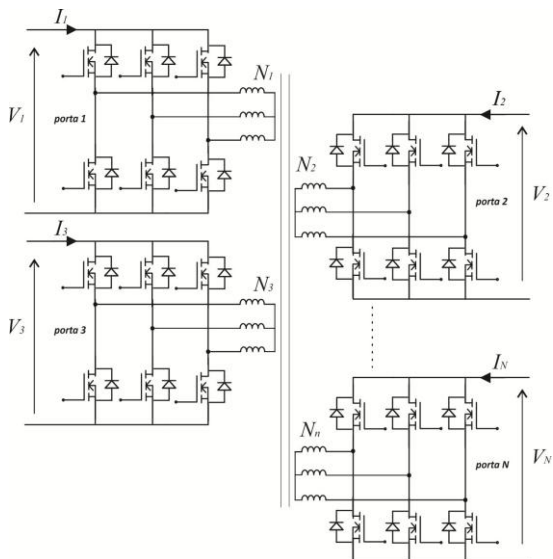


Figura 2.5 Conversor MAB trifásico [proposto na tese].

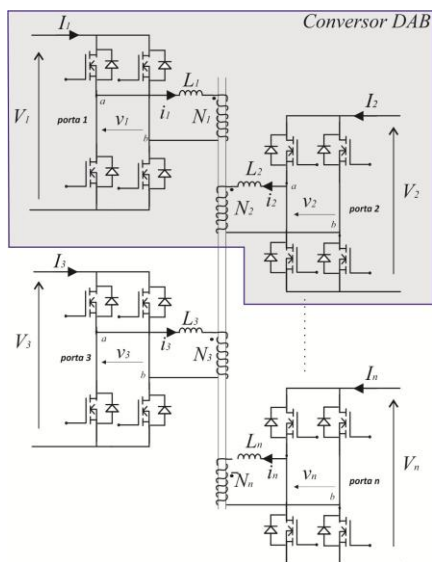


Figura 2.6: Conversor DAB monofásico.

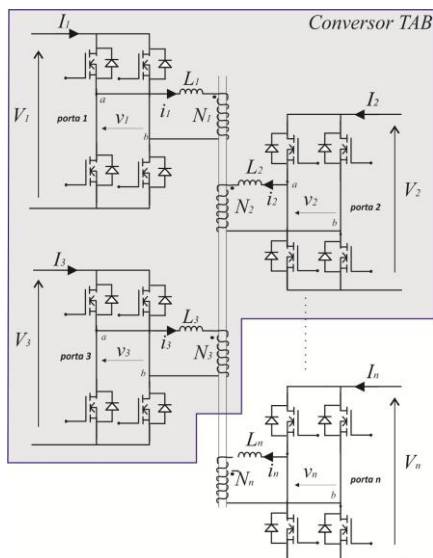


Figura 2.7: Conversor TAB monofásico.

2.4 Análise do Conversor MAB monofásico

Neste item será realizada uma análise generalizada do conversor MAB monofásico (Figura 2.4), destacando algumas figuras de mérito do mesmo.

2.4.1 Circuito Equivalente entre duas portas quaisquer do conversor MAB

Na Figura 2.8 mostra-se a representação do transformador de um conversor MAB, com as tensões sob seus enrolamentos, considerando a modulação a dois níveis. Nessa representação todos os elementos do transformador estão referenciados ao seu próprio enrolamento.

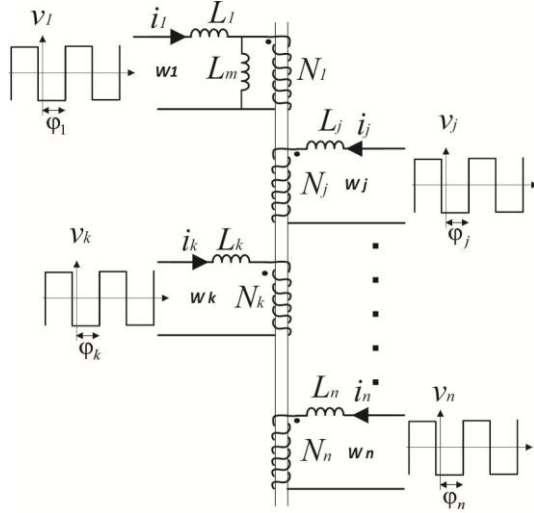


Figura 2.8: Transformador do conversor MAB monofásico.

Para facilitar o estudo do fluxo de potência do conversor, todos os elementos dos enrolamentos do transformador são refletidos para um único enrolamento. Escolheu-se o enrolamento **W1** (enrolamento primário), pertencente à porta 1. A reflexão dos elementos de todos os enrolamentos do transformador para o enrolamento da porta 1 é realizado utilizando o conjunto de equações (2.11), resultando no circuito do transformador mostrado na Figura 2.9

$$\left\{ \begin{array}{l} v'_j = v_j / a_j \\ i'_j = a_j i_j \\ L'_j = \left(\frac{1}{a_j} \right)^2 L_j \\ a_j = \frac{N_j}{N_1} \end{array} \right. \quad (2.11)$$

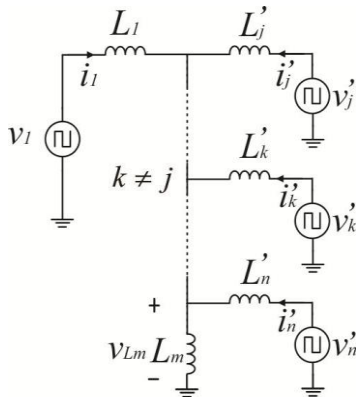


Figura 2.9: Circuito equivalente do MAB referido à porta 1.

Ressalta-se que as indutâncias da Figura 2.9 representam a soma entre as indutâncias série com as indutâncias de dispersão dos n enrolamentos do transformador, todas referenciadas ao enrolamento $W1$.

Para quantificar o valor do fluxo de potência entre duas portas do conversor MAB, deve-se determinar o valor da indutância equivalente entre as mesmas.

Em [54, 62, 69], é mostrado de forma detalhada como determinar a indutância equivalente entre duas portas de um conversor TAB, em [70, 71] é apresentado uma análise para determinar a indutância equivalente de transformadores multienrolamentos. Neste trabalho, será mostrada a mesma metodologia, porém de maneira generalizada para o conversor MAB.

Seja a porta j selecionada para enviar potência à porta k . Assim, um circuito equivalente entre as duas portas deve ser determinado. A partir dos pontos $j-0$ mostrados na Figura 2.10, curto circuitando-se todas as fontes de tensão, determina-se a indutância L_{THj} , como mostrado em (2.12).

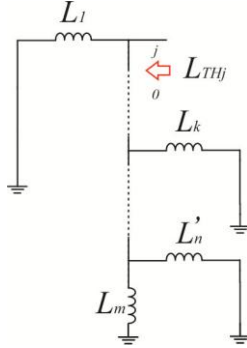


Figura 2.10: Determinação da indutância equivalente entre as portas j e k .

$$L_{THj} = \left(\frac{1}{L_m} + \sum_{k \neq j}^n \frac{1}{L'_k} \right)^{-1} \quad (2.12)$$

A tensão equivalente (v_{THk}) vista dos pontos j - 0 até a porta k é determinada de acordo com a Figura 2.11, e é dada pela equação (2.13).

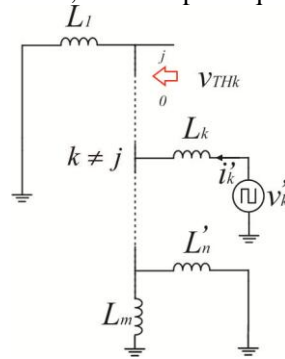


Figura 2.11: Circuito para determinação da tensão equivalente entre as portas j e k .

$$v_{THk} = \frac{\left(\frac{1}{L_m} + \sum_{l \neq j,k}^n \frac{1}{L'_l} \right)^{-1}}{L'_k + \left(\frac{1}{L_m} + \sum_{l \neq j,k}^n \frac{1}{L'_l} \right)^{-1}} v'_k \quad (2.13)$$

Dessa forma, pode-se encontrar o circuito equivalente entre as portas j e k , como mostrado na Figura 2.12.

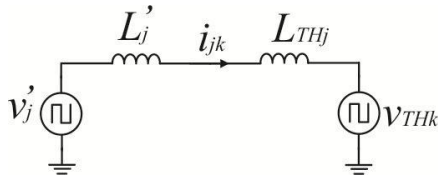


Figura 2.12: Circuito equivalente entre as portas j e k .

Seguindo-se a mesma metodologia, é possível encontrar um circuito simplificado e equivalente entre duas portas quaisquer do conversor MAB. Este circuito simplificado é suficiente para auxiliar na determinação do fluxo de potência circulante entre essas duas portas.

2.4.2 Fluxo de potência entre duas portas j e k quaisquer do conversor MAB monofásico

Para análise do fluxo de potência entre as portas do conversor, o tipo de modulação é um fator importante a ser considerado. Neste trabalho, será utilizada a modulação a dois níveis em todas as portas do conversor. A vantagem da modulação a dois níveis repousa em sua facilidade de implementação [72].

Na modulação a dois níveis, os interruptores do mesmo braço de uma porta são acionadas de forma complementar. Dessa maneira, a tensão alternada no enrolamento j refletida para o lado primário (v'_j), a tensão alternada equivalente da porta k refletida para o enrolamento 1 (v_{THk}) e a corrente i_{jk} que circula neste circuito (conforme Figura 2.12), possuem um comportamento no tempo como é mostrado na Figura 2.13.

Considerando um ângulo de condução genérico θ , e que a diferença angular entre as tensões é dado por (2.14), a corrente circulante entre as fontes pode ser determinada por (2.15).

$$\varphi_{jk} = \varphi_k - \varphi_j \quad (2.14)$$

$$i_{jk}(\theta) = \begin{cases} \left(\frac{V'_j + V_{THk}}{\omega L} \right) \theta + i_L(-\varphi_j); & p / -\varphi_j \leq \phi < -(\varphi_k - \varphi_j) \\ \left(\frac{V'_j - V_{THk}}{\omega L} \right) (\theta - \varphi_{jk}) + i_L(\varphi_{jk}); & p / -(\varphi_k - \varphi_j) \leq \phi < (\pi + \varphi_j) \end{cases} \quad (2.15)$$

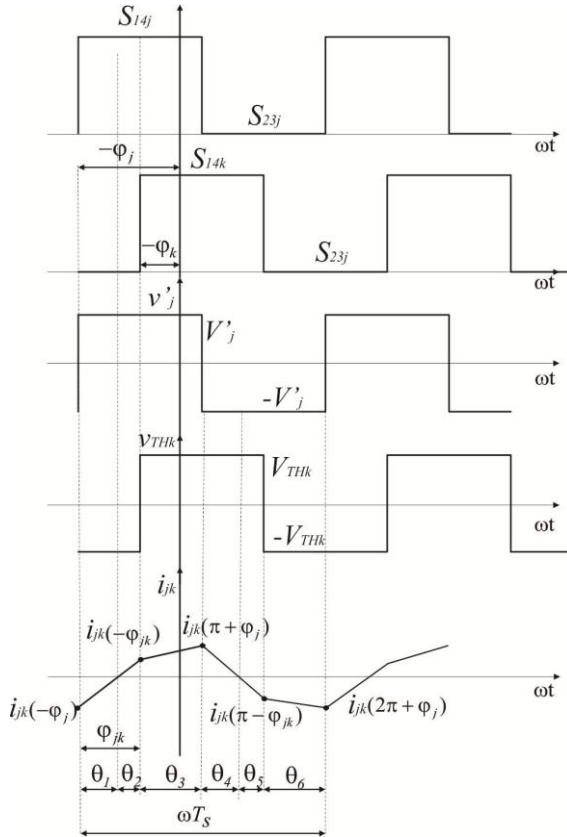


Figura 2.13: Formas de onda da corrente em um dado instante para o circuito da Figura 2.12 para a modulação a dois níveis e para $v'_j > v_{THk}$.

Verifica-se que a corrente entre as duas fontes é alternada e simétrica, logo obedece às condições dadas em (2.16).

$$\begin{cases} i_{jk}(-\varphi_j) = -i_{jk}(\pi + \varphi_j) \\ i_{jk}(-\varphi_{jk}) = -i_{jk}(\pi - \varphi_{jk}) \end{cases} \quad (2.16)$$

Assim, após algumas manipulações matemáticas para determinação de $i_{jk}(-\varphi_j)$ e $i_{jk}(-\varphi_{jk})$, a potência transmitida entre as fontes j e k pode ser encontrada resolvendo-se a equação (2.17), o que resulta em (2.18).

$$P_{jk} = \frac{2V_j'}{\omega T_s} \left[\int_{-\theta_1}^{-(\theta_2 - \theta_1)} i_{jk}(\phi) d\phi + \int_{-(\theta_2 - \theta_1)}^{(\pi + \theta_1)} i_{jk}(\phi) d\phi \right] \quad (2.17)$$

$$P_{jk} = \frac{V_j' V_{THk}}{\omega (L_j' + L_{THj})} \varphi_{jk} \left(1 - \frac{|\varphi_{jk}|}{\pi} \right) \quad (2.18)$$

Uma equação mais genérica que determina o fluxo de potência entre as portas j e k pode ser encontrada substituindo (2.13) em (2.18), resultando em (2.19).

$$P_{jk} = \frac{V_j' V_k'}{\omega L_{jk}} \varphi_{jk} \left(1 - \frac{|\varphi_{jk}|}{\pi} \right) \quad (2.19)$$

onde: L_{jk} é a indutância equivalente entre as portas j e k , e é dada por (2.20).

$$L_{jk} = (L_j' + L_{THj}) \left[L_k' \left(\frac{1}{L_m} + \sum_{l \neq j, k}^n \frac{1}{L_l} \right) + 1 \right] \quad (2.20)$$

sendo:

P_{jk} - potência ativa em watts entre as portas j e k ;

V_j', V_k' - tensão cc em volts das portas j e k refletidas para a porta 1;

$\omega = 2\pi f_s$ - frequência de chaveamento do conversor em rad/s;

L_{jk} - indutância equivalente entre as portas j e k ;

$\varphi_{jk} = \varphi_k - \varphi_j$ defasamento angular em radianos (rad) das tensões do lado c.a entre as portas j e k e $\varphi_j, \varphi_k \in \left[-\pi/2, \pi/2\right]$.

As equações (2.12) e (2.20) são importantes para determinar o modelo equivalente do transformador com suas n portas. Este modelo, denominado de modelo π estendido [50, 69, 70], é apresentado na Figura 2.14, mostra que o transformador do conversor MAB funciona como uma pequena rede elétrica de alta frequência.

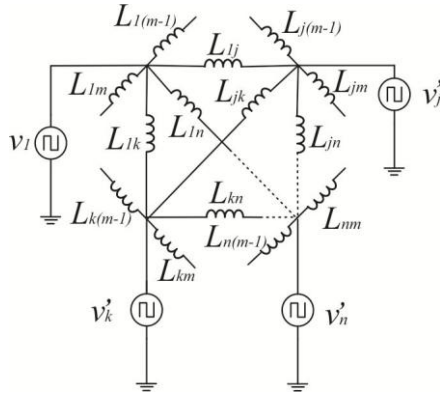


Figura 2.14: Rede equivalente do conversor MAB com n portas e com todos os elementos referidos ao enrolamento 1.

2.4.3 Fluxo de potência entre as portas do MAB considerando as perdas e utilizando o modelo fundamental.

Para esta análise considera-se que a impedância entre duas portas genéricas a e b é formada por uma indutância L_{ab} e por uma resistência R_{ab} que representa a resistência equivalente total dos enrolamentos do transformador e as resistências de condução dos semicondutores no qual circula a corrente entre as portas. Na Figura 2.15 é representado o circuito equivalente utilizado para a análise.

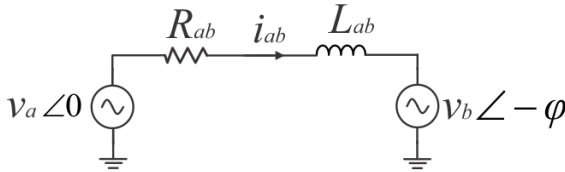


Figura 2.15: Circuito equivalente entre duas portas a e b do conversor MAB representado da forma fasorial.

Para o circuito da Figura 2.15 o fasor corrente é dado por (2.21)

$$\vec{I}_{ab} = \frac{V_{a(ef)} R_{ab} - V_{b(ef)} R_{ab} \cos(\varphi) + V_{b(ef)} (\omega L_{ab}) \sin(\varphi)}{R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2} + j \frac{V_{b(ef)} R_{ab} \sin(\varphi) + V_{b(ef)} (\omega L_{ab}) \cos(\varphi) - V_{a(ef)} (\omega L_{ab})}{R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2} \quad (2.21)$$

A potência aparente demandada da porta a é dada por (2.22). Assim, tomando o conjugado da corrente entre as duas portas e multiplicando-o pelo fasor de tensão da porta a , *chega-se* em (2.23)

$$S_a = \vec{V}_a \dot{\vec{I}} = P_a + jQ_a \quad (2.22)$$

$$S_a = \frac{V_{a(ef)}^2 R_{ab} - V_{a(ef)} V_{b(ef)} R_{ab} \cos(\varphi) + V_{a(ef)} V_{b(ef)} (\omega L_{ab}) \sin(\varphi)}{R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2} + j \frac{V_{a(ef)}^2 (\omega L_{ab}) - V_{a(ef)} V_{b(ef)} R_{ab} \sin(\varphi) - V_{a(ef)} V_{b(ef)} (\omega L_{ab}) \cos(\varphi)}{R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2} \quad (2.23)$$

Sendo que para uma onda quadrada de pico V_p , o valor eficaz (V_{ef}) da componente fundamental é dado por (2.24), substitui-se essa relação em (2.23) para a tensão nas portas a e b encontrando-se (2.25).

$$V_{ef} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_p \quad (2.24)$$

$$S_a = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_a^2 R_{ab} - \frac{8}{\pi^2} V_a V_b R_{ab} \cos(\varphi) + \frac{8}{\pi^2} V_a V_b (\omega L_{ab}) \sin(\varphi)}{R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2} + j \frac{\frac{8}{\pi^2} V_a^2 (\omega L_{ab}) - \frac{8}{\pi^2} V_a V_b R_{ab} \sin(\varphi) - \frac{8}{\pi^2} V_a V_b (\omega L_{ab}) \cos(\varphi)}{R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2} \quad (2.25)$$

A partir da equação (2.25) pode-se extrair as potências ativas e reativas demandadas pela porta a , dadas respectivamente por (2.26) e (2.27).

$$P_a = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_a^2 R_{ab} - \frac{8}{\pi^2} V_a V_b R_{ab} \cos(\varphi) + \frac{8}{\pi^2} V_a V_b (\omega L_{ab}) \sin(\varphi)}{R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2} \quad (2.26)$$

$$Q_a = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_a^2 (\omega L_{ab}) - \frac{8}{\pi^2} V_a V_b R_{ab} \sin(\varphi) - \frac{8}{\pi^2} V_a V_b (\omega L_{ab}) \cos(\varphi)}{R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2} \quad (2.27)$$

Estas equações podem ser escritas na forma parametrizada conforme se mostra em (2.28) e (2.29).

$$\bar{P}_a = \frac{P_a (R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2)}{V_a^2 (\omega L_{ab})} = \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{R_{ab}}{\omega L_{ab}} - \frac{V_b}{V_a} \frac{R_{ab}}{\omega L_{ab}} \cos(\varphi) + \frac{V_b}{V_a} \sin(\varphi) \right) \quad (2.28)$$

$$\bar{Q}_a = \frac{Q_a \left(R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2 \right)}{V_a^2 (\omega L_{ab})} = \frac{8}{\pi^2} \left(1 - \frac{V_b}{V_a} \frac{R_{ab}}{\omega L_{ab}} \sin(\varphi) - \frac{V_b}{V_a} \cos(\varphi) \right) \quad (2.29)$$

Realizando-se o mesmo procedimento para a porta b pode-se determinar que a potência complexa injetada nesta porta é dada por (2.30), e as potências ativas e reativas são dadas respectivamente por (2.31) e (2.32).

$$S_b = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_a V_b \left(R_{ab} \cos(\varphi) + (\omega L_{ab}) \sin(\varphi) \right) - \frac{8}{\pi^2} V_b^2 R_{ab}}{R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2} + j \frac{\frac{8}{\pi^2} V_a V_b \left((\omega L_{ab}) \cos(\varphi) - R_{ab} \sin(\varphi) \right) - \frac{8}{\pi^2} V_b^2 (\omega L_{ab})}{R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2} \quad (2.30)$$

$$P_b = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_a V_b \left(R_{ab} \cos(\varphi) + (\omega L_{ab}) \sin(\varphi) \right) - \frac{8}{\pi^2} V_b^2 R_{ab}}{R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2} \quad (2.31)$$

$$Q_b = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_a V_b \left((\omega L_{ab}) \cos(\varphi) - R_{ab} \sin(\varphi) \right) - \frac{8}{\pi^2} V_b^2 (\omega L_{ab})}{R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2} \quad (2.32)$$

Parametrizando as equações das potências ativas e reativas injetadas na porta b chega-se a (2.33) e (2.34).

$$\bar{P}_b = \frac{P_b \left(R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2 \right)}{V_a^2 (\omega L_{ab})} = \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{R_{ab}}{\omega L_{ab}} \frac{V_b}{V_a} \cos(\varphi) + \frac{V_b}{V_a} \sin(\varphi) - \left(\frac{V_b}{V_a} \right)^2 \frac{R_{ab}}{\omega L_{ab}} \right) \quad (2.33)$$

$$\bar{Q}_b = \frac{Q_b \left(R_{ab}^2 + (\omega L_{ab})^2 \right)}{V_a^2 (\omega L_{ab})} = \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{V_b}{V_a} \cos(\varphi) - \frac{R_{ab}}{\omega L_{ab}} \frac{V_b}{V_a} \sin(\varphi) - \left(\frac{V_b}{V_a} \right)^2 \right) \quad (2.34)$$

As equações (2.28), (2.29), (2.33) e (2.34) retratam as potências ativas em p.u entre duas portas do conversor MAB. Observa-se que este fluxo é influenciado por alguns parâmetros como tensão nas portas, perdas entre as portas e defasagem angular das tensões entre as mesmas. No próximo ítem será avaliado como estes parâmetros influenciam no comportamento do fluxo.

2.4.3.1 Influência das tensões das portas no fluxo de potência com $R_{ab}=0$

A análise da influência da variação de tensão nas portas nos fluxos de potência, é feita através dos gráficos polares com níveis de tensão diferente na porta 2.

Os dois primeiros gráficos são mostrados na Figura 2.16 na qual representam os fluxos de potência para a condição onde as tensões nas duas portas tem valor de 1 p.u. Verifica-se que nesta situação as potências ativas tem valor máximo em torno de 0,8 p.u e as potências reativas são simétricas. Neste caso não há perdas de potência reativa nem ativa e é a condição ideal de operação do conversor.

Na

Figura 2.17, a tensão na porta *a* permanece em 1 p.u, porém a porta *b* tem sua tensão elevada para 1,2 p.u. Observa-se que as potências ativas demandadas e fornecidas são iguais e tem valor acrescido em relação à situação anterior, chegando a ter valor máximo em torno de 1 p.u. O inconveniente deste cenário é o aumento do processamento de

potência reativa da porta b , o que acarreta em elevação das perdas reativas. Apesar de haver aumento do processamento de potência ativa, como $R_{ab}=0$ não há perdas ativas.

O cenário retratado na Figura 2.18 ocorre para a situação onde a tensão na porta a permanece em 1 p.u, porém a tensão na porta b encontra-se em 0,8 p.u. Observa-se que as potências ativas demandadas e fornecidas permanecem iguais, mas alcançam o valor máximo de 0,64 p.u, menor que nas duas situações anteriores. As potências reativas não são simétricas, sendo que a porta a processa uma quantidade de potência maior que a porta b . Logo, há um aumento de perdas devido à potência reativa nesta porta.

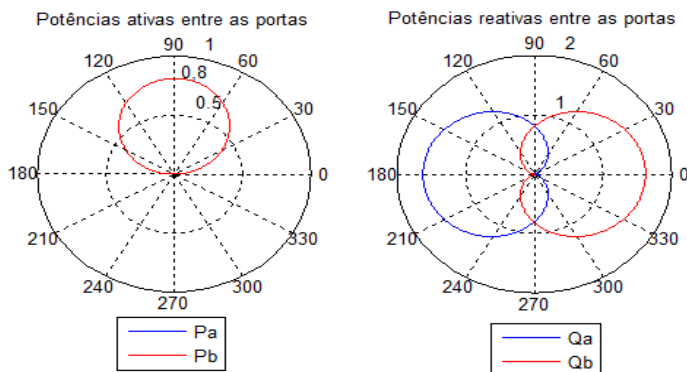


Figura 2.16: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}=0$, $V_a=V_b=1$ pu.

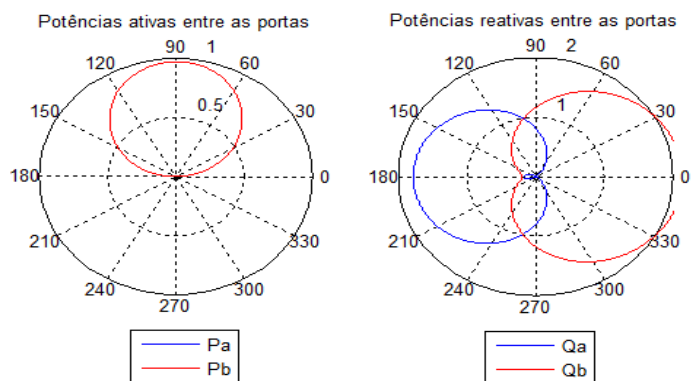


Figura 2.17: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}=0$, $V_a=1$ p.u., $V_b=1,2$ p.u.

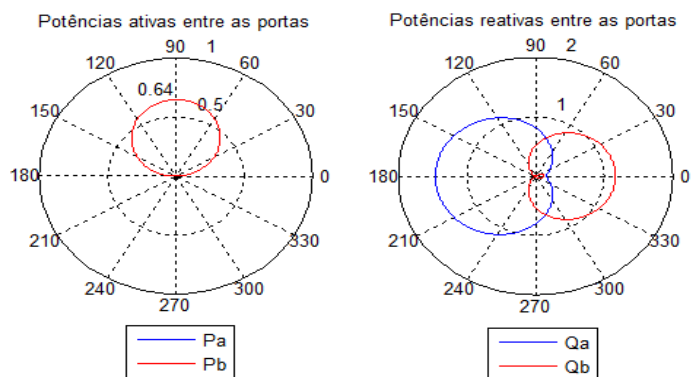


Figura 2.18: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}=0$, $V_a=1$ p.u., $V_b=0.8$ p.u.

2.4.3.2 Influência da razão $R_{ab} / (\omega L_{ab})$ no fluxo de potência das portas

Nesta seção, analisa-se a influência da razão entre a resistência equivalente entre as portas, que representa as perdas joules, e a reatância de transmissão, no fluxo de potência entre as portas a e b . Em todas as situações, as tensões nas portas foram mantidas em 1 p.u. Na Figura 2.19 a relação entre a resistência equivalente e a reatância de transmissão tem valor de 10%. Observa-se que as potências reativas do sistema são simétricas, ou seja, a potência reativa que é gerada é entregue. Porém as potências ativas têm valores diferentes nas situações de geração e consumo de potência da porta. Por exemplo, para a porta a quando funcionando como geradora a potência máxima tem valor em torno de 0,89 p.u para um ângulo próximo de 95,5 graus. A mesma porta, quando funcionando como receptora, tem potência máxima de 0,73 p.u em torno de 84,32 graus.

A mesma situação ocorre com a porta b , que quando funcionando como porta geradora, alcança a potência máxima de 0,89 p.u em torno de 95,5 graus e quando opera como receptora atinge valor de 0,73 p.u em torno de 84,32 graus.

Isso se deve ao fato de que quando funcionando como geradora a porta deve fornecer potência suficiente para suprir as perdas e a carga na outra porta. Todavia, a simetria de potência ativa é conseguida somente em um pequeno intervalo angular, compreendido entre 0 e 20 graus.

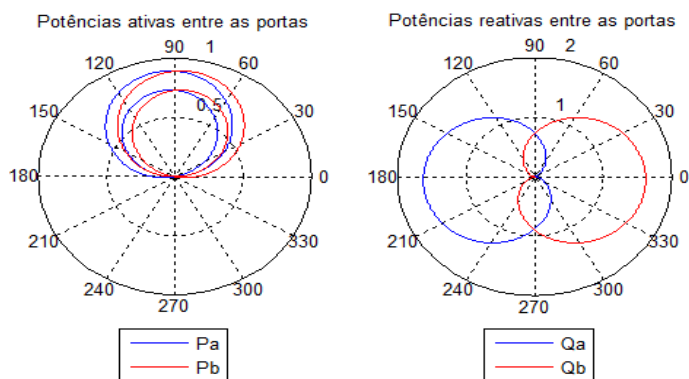


Figura 2.19: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}/(\omega L_{ab}) = 10\%$, $V_a = V_b = 1\text{pu}$.

Na Figura 2.20, a relação entre a resistência equivalente e a reatância é diminuída para 5%. Nota-se que as potências reativas não sofrem influência. No entanto destaca-se que as potências ativas são influenciadas, tendo comportamento similar à situação anterior, contudo atingindo uma menor diferença de valores máximos.

Na Figura 2.21 e Figura 2.22 a razão entre a resistência equivalente e a reatância, assume valores de 1% e 0,5% respectivamente. Observa-se que nestas situações as potências ativas em ambas as portas são simétricas e alcançam o mesmo valor com a mesma defasagem angular independente da porta está gerando ou consumindo potência.

Destes cenários pode-se concluir que para ter-se uma geração de potência ativa simétrica, a razão entre a resistência equivalente e a indutância deve ser igual ou inferior a 5%. Isto permite que as potências fornecidas ou demandadas pelas portas alcancem o mesmo valor no mesmo ângulo de defasagem em uma faixa angular aceitável.

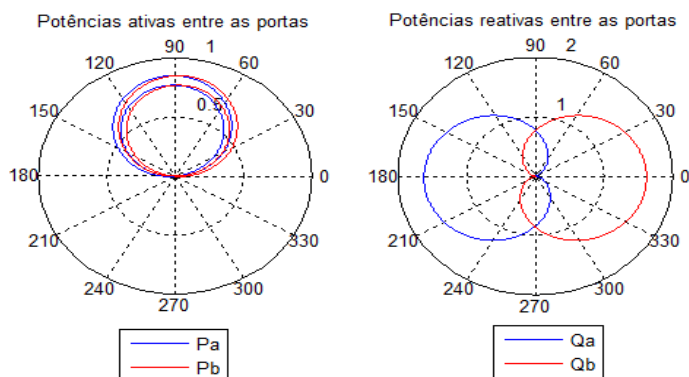


Figura 2.20: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}/(\omega L_{ab}) = 5\%$, $V_a = V_b = 1\text{ pu}$.

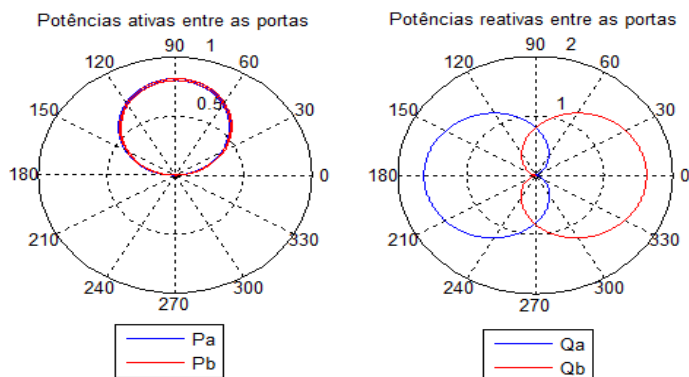


Figura 2.21: Potências ativas e reativas entre as portas para $R_{ab}/(\omega L_{ab}) = 1\%$, $V_a = V_b = 1\text{ pu}$.

Caso $R_{ab}/\omega L_{ab} \gg 5\%$, perde-se a capacidade de simetria de potência ativa, acarretando que para uma porta o limite angular quando esta recebe potência deve ser diferente do limite angular quando esta recebe potência. Em algumas das situações, pode até ser exigido requerer maior potência reativa para transmitir a potência ativa desejada, visto que um maior ângulo é necessário. Isto certamente ocasionaria a elevação das perdas.

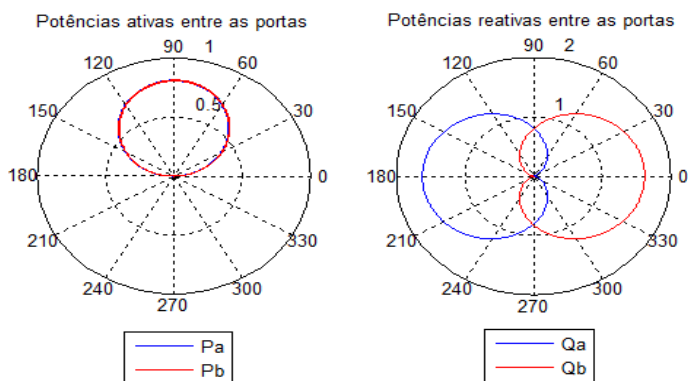


Figura 2.22: Potências ativas e reativas entre as portas para

$$R_{ab}/(\omega L_{ab}) = 0,5\% , V_a = V_b = 1 \text{ pu.}$$

2.4.4 Minimizando as perdas devido à corrente eficaz circulante entre as portas do conversor MAB

Para os conversores da família MAB o valor da corrente eficaz circulante entre as portas é responsável por considerável parcela das perdas. Então para uma operação com perdas reduzidas, a diminuição do valor da corrente eficaz se torna imprescindível. Considerando o modelo fundamental, a tensão e corrente entre duas portas do MAB podem ser colocadas na forma de fasor, e, representada graficamente como mostra-se na Figura 2.23.

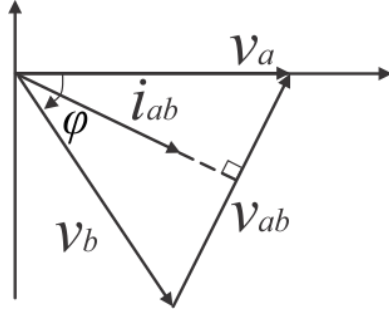


Figura 2.23: Diagrama fasorial entre duas portas a e b do MAB considerando somente a fundamental das tensões.

Com base na Figura 2.15, a corrente eficaz entre as portas a e b pode ser calculada por (2.35). Trabalhando-se com as componentes dos vetores de tensão na porta b e aplicando-se a Lei dos cossenos, encontram-se respectivamente as equações (2.36) e (2.37).

$$\|I_{ab(e\acute{f})}\| = \left\| \frac{V_{ab(e\acute{f})}}{R_{ab} + j\omega L_{ab}} \right\| = \frac{1}{Z_{ab}} \|V_{a(e\acute{f})} - V_{b(e\acute{f})}\| \quad (2.35)$$

$$\|I_{ab(e\acute{f})}\| = \frac{1}{Z_{ab}} \|V_{a(e\acute{f})} - V_{b(e\acute{f})} (\cos(\varphi) - j\sin(\varphi))\| \quad (2.36)$$

$$\|I_{ab(e\acute{f})}\| = \frac{1}{Z_{ab}} \sqrt{V_{a(e\acute{f})}^2 - 2V_{a(e\acute{f})}V_{b(e\acute{f})}\cos(\varphi) + V_{b(e\acute{f})}^2} \quad (2.37)$$

Finalmente o valor da corrente eficaz é determinado por (2.38).

$$I_{ab(e\acute{f})} = \frac{1}{\sqrt{2}Z_{ab}} \sqrt{V_{a(e\acute{f})}^2 - 2V_{a(e\acute{f})}V_{b(e\acute{f})}\cos(\varphi) + V_{b(e\acute{f})}^2} \quad (2.38)$$

Assim, a função objetivo que deve ser minimizada é definida por (2.39).

$$f(V_{a(ef)}, V_{b(ef)}, \varphi) = RI_{ab(ef)}^2 = \frac{1}{2Z_{ab}^2} (V_{a(ef)}^2 - 2V_{a(ef)}V_{b(ef)}\cos(\varphi) + V_{b(ef)}^2) \quad (2.39)$$

Sujeito às condições (2.40)

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 < V_{a(ef)} < V_{a(ef)(\max)}, \\ 0 < V_{b(ef)} < V_{b(ef)(\max)}, \\ V_{a(ef)(\max)} = V_{b(ef)(\max)}, \\ -\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{\pi}{2}, \\ P_{ab}^* - \frac{V_{a(ef)}V_{b(ef)}}{\omega L} \sin(\varphi) = 0. \end{array} \right. \quad (2.40)$$

Onde $V_{a(ef)(\max)}$ e $V_{b(ef)(\max)}$ são as tensões máximas fundamentais. Utilizando o toolbox do software MATLAB a avaliação resulta em (2.41).

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{a(ef)} = V_{a(ef)(\max)}, \\ V_{b(ef)} = V_{b(ef)(\max)}. \end{array} \right. \quad (2.41)$$

Isso implica que para minimizar a corrente eficaz entre as portas, uma das condições é que as tensões das portas do conversor MAB, quando refletidas para a porta 1 devem obedecer a relação (2.42), o que corrobora com os resultados da seção 2.4.3.1.

$$\left\{ V_1 = \frac{V_a}{a} = \frac{V_b}{b} = \dots = \frac{V_n}{n} \right. \quad (2.42)$$

2.4.5 Balanço de potência no conversor MAB

A partir da equação (2.19) e da Figura 2.14, deduz-se que a potência líquida total na porta j do conversor MAB, é igual à soma de

todas as potências entre as portas j e k , como mostrado na equação (2.43) e na Figura 2.24.

$$P_j = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^n P_{jk} \quad (2.43)$$

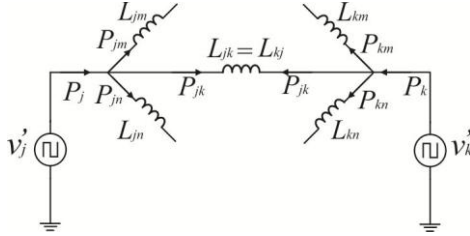


Figura 2.24: Equivalente MAB referido à porta 1.

Considerando uma função $f(\varphi_{jk})$ dada por (2.44), a equação (2.19) pode ser reescrita como (2.45).

$$f(\varphi_{jk}) = \varphi_{jk} (\pi - |\varphi_{jk}|) \quad (2.44)$$

$$P_{jk} = \frac{V'_j V'_k}{\pi \omega L_{jk}} f(\varphi_{jk}) \quad (2.45)$$

Admitindo-se que a indutância da porta j refletida para o enrolamento 1 é igual a indutância da porta 1 ($L'_j = L_1 \forall j \in [1, n]$) e que a indutância magnetizante tem um valor muito elevado ($L_m = \infty$), a equação (2.20) resulta em (2.46).

$$L_{jk} = nL_1 \quad (2.46)$$

Dessa forma a equação (2.45) pode ser reescrita como (2.47).

$$P_{jk} = \frac{V'_j V'_k}{n\pi \omega L_1} f(\varphi_{jk}) \quad (2.47)$$

Se $j=1$ (se a porta j for a porta 1) e, ainda, considerando um caso particular em que as tensões refletidas para a porta 1 são iguais à tensão da porta 1 ($V'_j = V'_k = V_1$), então, a potência drenada da fonte colocada nessa porta é dada por (2.48).

$$P_1 = \sum_{\substack{k=j \\ k \neq 1}}^n P_{1k} = \frac{V_1^2}{n\pi\omega L_1} \sum_{\substack{k=j \\ k \neq 1}}^n \varphi_{1k} (\pi - |\varphi_{1k}|) \quad (2.48)$$

Definindo-se uma variável K dada por (2.49), a equação (2.48) pode ser reescrita como (2.50).

$$K = \frac{V_1^2}{n\pi\omega L_1} \quad (2.49)$$

$$P_1 = \sum_{\substack{k=j \\ k \neq 1}}^n P_{1k} = K \sum_{\substack{k=j \\ k \neq 1}}^n f(\varphi_{1k}) \quad (2.50)$$

Assim, um sistema de equações que relaciona a potência média das n portas pode ser determinado como se mostra em (2.51).

$$\left\{ \begin{array}{l} K \cdot \sum_{\substack{k=j \\ k \neq 1}}^n f(\varphi_{1k}) - P_1 = 0 \\ K \cdot \sum_{\substack{k=j \\ k \neq 2}}^n f(\varphi_{2k}) - P_2 = 0 \\ \vdots \\ K \cdot \sum_{\substack{k=j \\ k \neq n}}^n f(\varphi_{nk}) - P_n = 0 \end{array} \right. \quad (2.51)$$

2.4.6 Potência nominal do conversor MAB monofásico

A análise do fluxo de potência de um conversor MAB para cada possível condição de operação é necessária com o propósito de definir

as potências nominais de cada porta. Considerando um caso particular de operação, o conversor MAB estará operando na potência máxima quando pelo menos um dos ângulos das tensões das portas alcançar sua máxima magnitude teórica ($|\pi/2|$) ou outra imposta por restrições operacionais. A potência nominal da porta de um conversor MAB é restringida nesse caso, que resulta no máximo fluxo de potência líquida dessa porta.

Portanto, a potência nominal dos conversores ponte completa que compõem o conversor MAB, pode depender do número de fontes e cargas como também das restrições do fluxo de potência em uma determinada direção. Uma forma de definir a potência máxima de um conversor MAB é realizar análises comparando as potências envolvidas com a potência de um conversor DAB equivalente.

Assim, definindo-se a função não linear mostrada em (2.52).

$$\psi(\varphi) = \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.52)$$

Assumindo-se que a indutância da porta j referida ao primário é igual á indutância da porta 1 ($L_j = L_1 \forall j \in [1, n]$) e que a indutância magnetizante é muito grande ($L_m = \infty$), a equação (2.20) resulta em (2.53).

$$L_{jk} = nL_1 \quad (2.53)$$

e a máxima potência entre as portas j e k é dada por (2.54).

$$P_{jk(\max)} = \frac{V_j' V_k'}{\omega L_{jk}} \psi_{\max}(\varphi) = \frac{V_j' V_k'}{\omega n L_1} \psi_{\max}(\varphi) \quad (2.54)$$

onde $\psi_{\max}(\varphi)$ teoricamente é $|\pi/2|$, e possui seu valor estabelecido durante a etapa de projeto.

Um conversor MAB pode operar como um conversor DAB desabilitando $n-2$ portas. Assim, pode-se encontrar a potência máxima de uma porta do conversor MAB como função da potência máxima do mesmo operando como DAB.

Sendo que o conversor DAB possui duas portas ($n=2$), a equação (2.54) pode ser reescrita como (2.55).

$$P_{MAB(DAB)_{\max}} = \frac{V_j' V_k'}{2\omega L_1} \psi_{\max}(\varphi) \quad (2.55)$$

Explicitando o valor de L_1 na equação (2.55), e substituído-se em (2.54), após algumas simplificações matemáticas, encontra-se (2.56). Essa equação relaciona a máxima potência entre as portas j e k de um conversor MAB com a máxima potência deste conversor funcionando como DAB.

$$P_{jk(\max)} = \frac{2}{n} P_{MAB(DAB)_{\max}} \quad (2.56)$$

Conclui-se, então, a partir de (2.56), que para uma quantidade infinita de portas ($n = \infty$) a potência máxima processada pelo conversor MAB é nula [50]. Isso limita a quantidade de portas que este conversor pode possuir.

Definindo como potência base o valor mostrado na equação (2.57).

$$P_{base} = \frac{V_1^2}{\omega L_{DAB}} \quad (2.57)$$

onde $L_{DAB} = 2L_1$, a máxima potência em p.u entre as portas j e k , é determinada por (2.58).

$$P_{jk_max(p.u)} = \frac{2}{n} \psi_{\max}(\varphi) \quad (2.58)$$

2.4.7 Modos de operação das portas de um conversor MAB

Tomando como base a potência líquida (drenada e/ou injetada) em uma porta qualquer de um conversor MAB, pode-se identificar três modos de operação distintos classificados como: modo fonte; modo carga e modo de passagem [50].

➤Modo fonte (*Source Mode-S*)

Nesse modo de operação, a potência externa da porta está no sentido entrando no transformador, ou seja, a porta injeta potência no sistema.

➤ Modo carga (*Load Mode- L*)

Nesse modo de operação, a potência externa da porta está no sentido saindo do transformador, ou seja, a porta drena potência do sistema.

➤ Modo de passagem (*Transit Mode- T*)

Nesse modo de operação, a potência externa da porta é nula, ou seja, a mesma não injeta nem drena potência do sistema.

Na Figura 2.25 mostra-se uma ilustração dos modos de operação das portas do MAB. No exemplo, a porta j está operando no modo fonte (S), a porta k está operando no modo carga (L) e a porta n está operando no modo de passagem (T).

Ressalta-se que os modos de operação das portas independem do tipo de elemento que está conectado na mesma (carga ou fonte). A classificação basea-se somente no fluxo de potência líquida. Destaca-se, no entanto que, para uma porta qualquer operar no modo fonte (S) obrigatoriamente esta deve possuir uma fonte conectada em seus terminais.

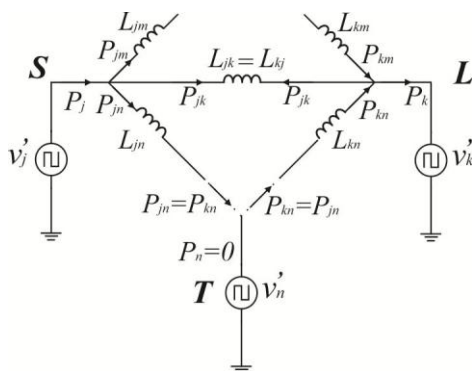


Figura 2.25: Exemplo dos modos de operação das portas do conversor MAB.

2.4.8 Condição angular das portas para a operação no Modo de passagem

Seja a Figura 2.26 onde têm-se:

n_s - número de portas operando no modo fonte;

n_L - número de portas operando no modo carga;

n_T - número de portas operando no modo de passagem;

φ - ângulo entre as portas fontes e as portas cargas;

α - ângulo entre as portas fontes e as portas de passagens;

β - ângulo entre as portas de passagens e as portas cargas.

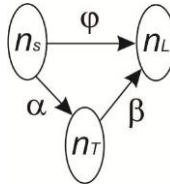


Figura 2.26: Determinação da condição angular para portas de passagem.

Assim, independente do cenário de operação, as equações (2.59) e (2.60) sempre serão atendidas.

$$n = n_s + n_L + n_T \quad (2.59)$$

$$\varphi = \alpha + \beta \quad (2.60)$$

onde: n é o número total de portas do conversor MAB em questão.

Considerando a equação (2.58), o fluxo de potência nas portas n_T da Figura 2.26 é escrito como (2.61).

$$n_s \frac{2}{n} \psi(\alpha) - n_L \frac{2}{n} \psi(\beta) = 0 \Rightarrow n_s \psi(\alpha) = n_L \psi(\beta) \quad (2.61)$$

A equação (2.61) determina que para uma porta ou conjunto de portas do conversor MAB operar no modo de passagem, o somatório dos ângulos de todas as portas operando no modo fonte devem ser iguais ao somatório dos ângulos de todas as portas operando no modo carga.

Dessa forma, sabendo-se o valor do ângulo α , o ângulo β é determinado por (2.62).

$$\beta = \psi^{-1} \left(\frac{n_s}{n_L} \psi(\alpha) \right) \quad (2.62)$$

Para o caso do conversor TAB (Figura 2.7), por exemplo, se uma das portas tiver de ser selecionada como porta de passagem, tem-se: $n=3$, $n_s=1$, $n_L=1$, $n_T=1$. Aplicando estas condições na equação (2.62), resulta em $\beta = \psi^{-1}(\psi(\alpha)) \Rightarrow \beta = \alpha$. Aplicando o resultado na equação (2.60) chega-se a $\beta = \alpha = \phi/2$.

Na Figura 2.27 mostra-se o circuito equivalente do conversor TAB com a porta 3 operando no modo de passagem. Ressalta-se que a representação fasorial das tensões é somente didática, visto que não são grandezas senoidais.

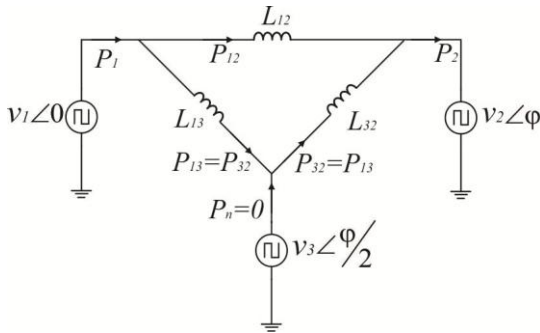


Figura 2.27: Conversor TAB com a porta 3 operando no modo de passagem.

2.4.9 Controle das tensões do Conversor MAB

Na literatura, são sugeridas diversas propostas de controle para os conversores multiportas da família MAB. Modelos de pequenos e grandes sinais têm sido apresentados para favorecer o adequado controle das tensões e correntes nas portas dessa estrutura.

Neste item serão apresentadas duas propostas de controle para os conversores pertencentes à família MAB. A primeira é apresentada por [73] e usa como base o conjunto de equações (2.51). A segunda é uma proposta do presente trabalho e baseia-se na determinação de um compensador *feedforward* obtido através da expansão em série de Taylor da função das correntes nas portas do conversor.

2.4.9.1 Controle por balanço de potência.

Em [73], Chunyang apresenta um método de controle para o conversor MAB baseado no balanço de potências. Com base nessa referência, em um conversor MAB de n portas, a potência líquida de cada porta, considerando o conjunto de equações (2.51), pode ser escrita como (2.63).

$$\begin{cases} P_1 = K \cdot (f(\varphi_{12}) + f(\varphi_{13}) + \dots + f(\varphi_{1n})) \\ P_2 = K \cdot (f(\varphi_{21}) + f(\varphi_{23}) + \dots + f(\varphi_{2n})) \\ P_3 = K \cdot (f(\varphi_{31}) + f(\varphi_{32}) + \dots + f(\varphi_{3n})) \\ \vdots \\ P_n = K \cdot (f(\varphi_{n1}) + f(\varphi_{n2}) + \dots + f(\varphi_{n,n-1})) \end{cases} \quad (2.63)$$

No intervalo $[-40^\circ, 40^\circ]$ a equação (2.44) pode ser aproximada por (2.64), conforme mostrado na Figura 2.28. Assim, o conjunto de equações (2.63), para o intervalo $[-40^\circ, 40^\circ]$ pode ser reescrita como (2.65).

$$f_L(\varphi_{jk}) = 2,66\varphi_{jk} \quad (2.64)$$

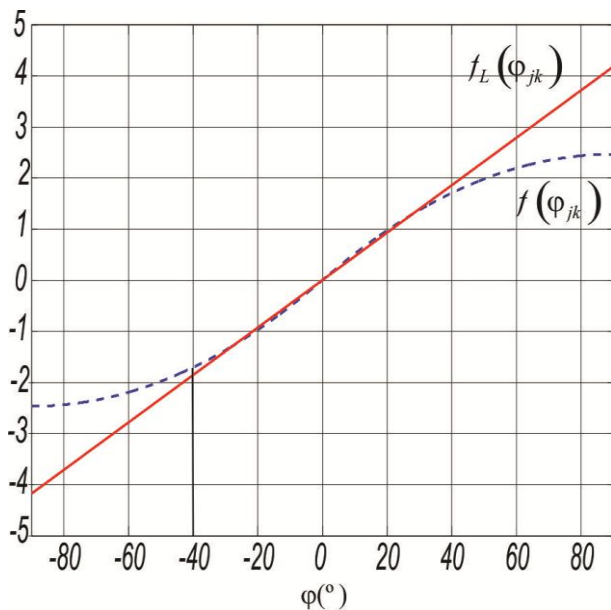


Figura 2.28: Aproximação da função não linear $f(\varphi_{jk})$.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{P_1}{2,66K} = \varphi_{12} + \varphi_{13} + \dots + \varphi_{1n} \\ \frac{P_2}{2,66K} = \varphi_{21} + \varphi_{23} + \dots + \varphi_{2n} \\ \frac{P_3}{2,66K} = \varphi_{31} + \varphi_{32} + \dots + \varphi_{3n} \\ \vdots \\ \frac{P_n}{2,66K} = \varphi_{n1} + \varphi_{n2} + \dots + \varphi_{n,n-1} \end{array} \right. \quad (2.65)$$

Definindo-se $F_{Kn} = \frac{P_n}{2,66K}$ e considerando-se que $\varphi_{ij} = \varphi_j - \varphi_i$, pode-se reescrever (2.65) como (2.66).

$$\begin{cases} F_{K1} = (\varphi_2 - \varphi_1) + (\varphi_3 - \varphi_1) + \dots + (\varphi_n - \varphi_1) \\ F_{K2} = (\varphi_1 - \varphi_2) + (\varphi_3 - \varphi_2) + \dots + (\varphi_n - \varphi_2) \\ F_{K3} = (\varphi_1 - \varphi_3) + (\varphi_2 - \varphi_3) + \dots + (\varphi_n - \varphi_3) \\ \vdots \\ F_{Kn} = (\varphi_1 - \varphi_n) + (\varphi_2 - \varphi_n) + \dots + (\varphi_{n-1} - \varphi_n) \end{cases} \quad (2.66)$$

O conjunto de equações (2.66) então pode ser escrito na forma de um produto matricial, como visto em (2.67).

$$\begin{bmatrix} F_{K1} \\ F_{K2} \\ F_{K3} \\ \vdots \\ F_{Kn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(n-1) & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & -(n-1) & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 1 & -(n-1) & \dots & 1 \\ 1 & 1 & 1 & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & -(n-1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ \vdots \\ \varphi_n \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

Portanto, a partir de (2.67), e considerando que o ângulo da porta 1 é o ângulo de referência ($\varphi_1 = 0$), os ângulos das portas restantes do conversor MAB são determinados por (2.68).

$$\begin{bmatrix} \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ \vdots \\ \varphi_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(n-1) & 1 & \dots & 1 \\ 1 & -(n-1) & \dots & 1 \\ 1 & 1 & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & -(n-1) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} F_{K2} \\ F_{K3} \\ \vdots \\ F_{Kn} \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

então

$$\begin{bmatrix} -(n-1) & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & -(n-1) & \cdots & 1 \\ 1 & 1 & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & -(n-1) \end{bmatrix}^{-1} = -\frac{1}{n} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & 2 & \cdots & 1 \\ 1 & 1 & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 2 \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

Com base em (2.68), conclui-se que o ângulo de cada porta do conversor MAB pode ser determinado por (2.70).

$$\varphi_i = -\frac{F_{Ki}}{n} + \frac{\sum_{j=2}^n F_{Kj}}{n} = \frac{-F_{Ki} + F_{K1}}{n} \quad (2.70)$$

Utilizando-se as relações de (2.70), na Figura 2.29 é mostrado um diagrama de blocos que representa o princípio do balanço de potência para o conversor MAB [73].

Na Figura 2.30 é mostrado o diagrama de blocos da malha de controle da tensão de uma porta genérica j qualquer. Um compensador de potência $C_p(s)$ gera a referência de potência P_j a partir da comparação da tensão na própria porta.

O controle da tensão das portas do conversor MAB aplicando a técnica do balanço de potência mostra-se simples e eficaz, apesar de usar somente sensores de tensão.

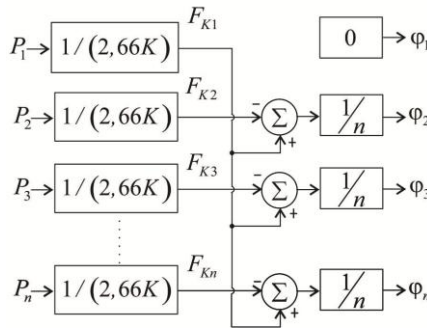


Figura 2.29: Diagrama de blocos para determinação dos ângulos da porta do conversor MAB.

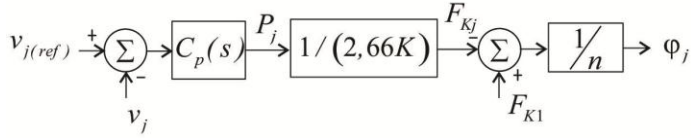


Figura 2.30: Malha de controle das tensões das portas do MAB.

2.4.9.2 Controle por compensador *feedforward* determinado pela expansão em série de Taylor das equações das correntes nas portas.

Neste item será sugerida uma malha de controle para o conversor MAB oriunda a partir da expansão em série de Taylor das equações das correntes nas portas em torno de um ponto de operação.

Será desenvolvida a seguir a metodologia empregada para determinação desse modelo. Seja uma função $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, a expansão em série de Taylor da mesma em torno de um ponto de operação $(x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*)$ é dada por (2.71).

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n) = f(x_1, x_2, \dots, x_n) + \left. \frac{\partial f}{\partial x_1} \right|_{x_1=x_1^*} (x_1 - x_1^*) + \left. \frac{\partial f}{\partial x_2} \right|_{x_2=x_2^*} (x_2 - x_2^*) + \dots + \left. \frac{\partial f}{\partial x_n} \right|_{x_n=x_n^*} (x_n - x_n^*) \quad (2.71)$$

Sendo as correntes nas n portas do conversor MAB definidas pelo conjunto de equações mostradas em (2.72).

$$\begin{cases} I_1 = f_1(I_1, V_2, V_3, \dots, V_n, \phi_{12}, \phi_{13}, \dots, \phi_{1n}) \\ I_2 = f_2(I_2, V_1, V_3, \dots, V_n, \phi_{12}, \phi_{13}, \dots, \phi_{1n}) \\ I_3 = f_3(I_3, V_1, V_2, \dots, V_n, \phi_{12}, \phi_{13}, \dots, \phi_{1n}) \\ \vdots \\ I_n = f_n(I_n, V_1, V_2, \dots, V_{n-1}, \phi_{12}, \phi_{13}, \dots, \phi_{1n}) \end{cases} \quad (2.72)$$

Aplicando-se (2.71) para a corrente de cada porta do conversor MAB, determina-se (2.73),(2.74),(2.75) e (2.76).

$$\begin{aligned}
 I_1 + I_1 = f_1 \left(I_1^*, V_2^*, V_3^*, \dots, V_n^*, \varphi_{12}^*, \varphi_{13}^*, \dots, \varphi_{1n}^* \right) + \frac{\partial f_1}{\partial V_2} \bigg|_{V_2=V_2^*} (v_2 - V_2^*) + \\
 \frac{\partial f_1}{\partial V_3} \bigg|_{V_3=V_3^*} (v_3 - V_3^*) + \dots + \frac{\partial f_1}{\partial V_n} \bigg|_{V_n=V_n^*} (v_n - V_n^*) + \\
 \frac{\partial f_1}{\partial \varphi_{12}} \bigg|_{\varphi_{12}=\varphi_{12}^*} (\varphi_{12} - \varphi_{12}^*) + \frac{\partial f_1}{\partial \varphi_{13}} \bigg|_{\varphi_{13}=\varphi_{13}^*} (\varphi_{13} - \varphi_{13}^*) + \dots \\
 + \frac{\partial f_1}{\partial \varphi_{1n}} \bigg|_{\varphi_{1n}=\varphi_{1n}^*} (\widehat{\varphi_{1n}} - \varphi_{1n}^*)
 \end{aligned} \tag{2.73}$$

$$\begin{aligned}
 I_2 + I_2 = f_2 \left(I_2^*, V_1^*, V_3^*, \dots, V_n^*, \varphi_{12}^*, \varphi_{13}^*, \dots, \varphi_{1n}^* \right) + \frac{\partial f_2}{\partial V_1} \bigg|_{V_1=V_1^*} (v_1 - V_1^*) + \\
 \frac{\partial f_2}{\partial V_3} \bigg|_{V_3=V_3^*} (v_3 - V_3^*) + \dots + \frac{\partial f_2}{\partial V_n} \bigg|_{V_n=V_n^*} (v_n - V_n^*) + \\
 + \frac{\partial f_2}{\partial \varphi_{12}} \bigg|_{\varphi_{12}=\varphi_{12}^*} (\varphi_{12} - \varphi_{12}^*) + \frac{\partial f_2}{\partial \varphi_{13}} \bigg|_{\varphi_{13}=\varphi_{13}^*} (\varphi_{13} - \varphi_{13}^*) + \dots \\
 + \frac{\partial f_2}{\partial \varphi_{1n}} \bigg|_{\varphi_{1n}=\varphi_{1n}^*} (\widehat{\varphi_{1n}} - \varphi_{1n}^*)
 \end{aligned} \tag{2.74}$$

$$\begin{aligned}
 I_3 + I_3 = f_3 \left(I_3^*, V_1^*, V_2^*, \dots, V_n^*, \varphi_{12}^*, \varphi_{13}^*, \dots, \varphi_{1n}^* \right) + \frac{\partial f_3}{\partial V_1} \bigg|_{V_1=V_1^*} (v_1 - V_1^*) + \\
 \frac{\partial f_3}{\partial V_2} \bigg|_{V_2=V_2^*} (v_2 - V_2^*) + \dots + \frac{\partial f_3}{\partial V_n} \bigg|_{V_n=V_n^*} (v_n - V_n^*) + \\
 \frac{\partial f_3}{\partial \varphi_{12}} \bigg|_{\varphi_{12}=\varphi_{12}^*} (\varphi_{12} - \varphi_{12}^*) + \frac{\partial f_3}{\partial \varphi_{13}} \bigg|_{\varphi_{13}=\varphi_{13}^*} (\varphi_{13} - \varphi_{13}^*) + \dots \\
 + \frac{\partial f_3}{\partial \varphi_{1n}} \bigg|_{\varphi_{1n}=\varphi_{1n}^*} (\widehat{\varphi_{1n}} - \varphi_{1n}^*)
 \end{aligned} \tag{2.75}$$

$$\begin{aligned}
I_n + I_n = f_n \left(I_n^*, V_1^*, V_2^*, \dots, V_{n-1}^*, \varphi_{12}^*, \varphi_{13}^*, \dots, \varphi_{1n}^* \right) &+ \left. \frac{\partial f_3}{\partial V_1} \right|_{V_1=V_1^*} \left(v_1 - V_1^* \right) + \\
\left. \frac{\partial f_3}{\partial V_2} \right|_{V_2=V_2^*} \left(v_2 - V_2^* \right) &+ \left. \frac{\partial f_3}{\partial V_{n-1}} \right|_{V_{n-1}=V_{n-1}^*} \left(v_{n-1} - V_{n-1}^* \right) + \\
\left. \frac{\partial f_3}{\partial \varphi_{12}} \right|_{\varphi_{12}=\varphi_{12}^*} \left(\varphi_{12} - \varphi_{12}^* \right) &+ \left. \frac{\partial f_3}{\partial \varphi_{13}} \right|_{\varphi_{13}=\varphi_{13}^*} \left(\varphi_{13} - \varphi_{13}^* \right) + \dots \\
+ \left. \frac{\partial f_3}{\partial \varphi_{1n}} \right|_{\varphi_{1n}=\varphi_{1n}^*} \left(\widehat{\varphi_{1n}} - \varphi_{1n}^* \right) &
\end{aligned} \tag{2.76}$$

Resolvendo-se as equações anteriores, obtém-se as equações (2.77), (2.78), (2.79) e (2.80).

$$\begin{aligned}
I_1 = g_{I_1(v_2)} v_2 + g_{I_1(v_3)} v_3 + \dots + g_{I_1(v_n)} v_n + g_{I_1(\varphi_{12})} \varphi_{12} + \dots \\
+ g_{I_1(\varphi_{13})} \varphi_{13} + \dots + g_{I_1(\varphi_{1n})} \varphi_{1n}
\end{aligned} \tag{2.77}$$

$$\begin{aligned}
I_2 = g_{I_2(v_1)} v_1 + g_{I_2(v_3)} v_3 + \dots + g_{I_2(v_n)} v_n + g_{I_2(\varphi_{12})} \varphi_{12} + \dots \\
+ g_{I_2(\varphi_{13})} \varphi_{13} + \dots + g_{I_2(\varphi_{1n})} \varphi_{1n}
\end{aligned} \tag{2.78}$$

$$\begin{aligned}
I_3 = g_{I_3(v_1)} v_1 + g_{I_3(v_2)} v_2 + \dots + g_{I_3(v_n)} v_n + g_{I_3(\varphi_{12})} \varphi_{12} + \dots \\
+ g_{I_3(\varphi_{13})} \varphi_{13} + \dots + g_{I_3(\varphi_{1n})} \varphi_{1n}
\end{aligned} \tag{2.79}$$

$$\begin{aligned}
I_n = g_{I_n(v_1)} v_1 + g_{I_n(v_2)} v_2 + \dots + g_{I_n(v_{n-1})} v_{n-1} + g_{I_n(\varphi_{12})} \varphi_{12} + \dots \\
+ g_{I_n(\varphi_{13})} \varphi_{13} + \dots + g_{I_n(\varphi_{1n})} \varphi_{1n}
\end{aligned} \tag{2.80}$$

Contudo, com base nas equações (2.78), (2.79) e (2.80), e considerando que a corrente na porta 1 (I_1) é a corrente de balanço do conversor, determina-se o diagrama de blocos do modelo de pequenos sinais para o controle das corrente nas portas I_j , $j=2,3,\dots,n$. Este diagrama está apresentado na Figura 2.31.

Na modelagem sugerida, observa-se matematicamente a influência que a variação da tensão em uma porta causa na corrente da outra.

Dessa forma, uma malha de controle utilizando um compensador *feedforward* pode facilmente ser inserida para atenuar esse efeito. A inserção desse compensador não acarreta na utilização de sensores adicionais, além dos que são previstos no modelo de controle por balanço de potência.

Um diagrama de blocos com a malha de controle proposta é mostrado na Figura 2.32. Para mitigar a influência que a variação da tensão em uma porta causa na corrente da outra, o compensador *feedforward* deve ser determinado conforme (2.81).

$$\left[X_{k=1,2,\dots,n} \right] = - \left[g_{I_n(v_{k,k \neq n})} \right] \cdot \left[\hat{v}_{k,k=1,2,3,\dots;k \neq n} \right] \cdot \left[\hat{v}_{k,k=1,2,3,\dots;k \neq n} \right]^{-1} \quad (2.81)$$

Observa-se que para (2.81) existir, as matrizes que o determinam devem ser do tipo diagonal.

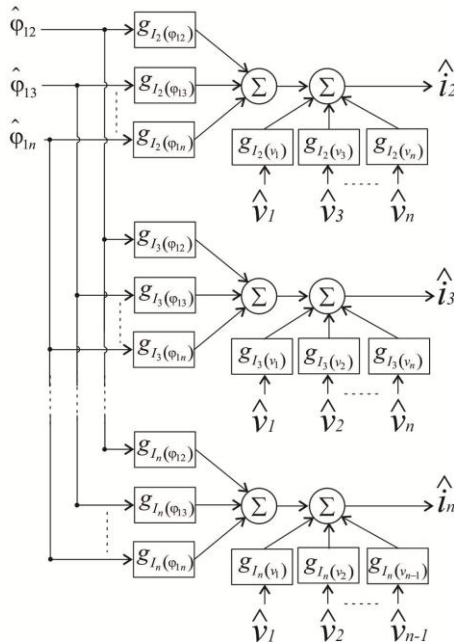


Figura 2.31: Sugestão de modelo de pequenos sinais para o conversor MAB.

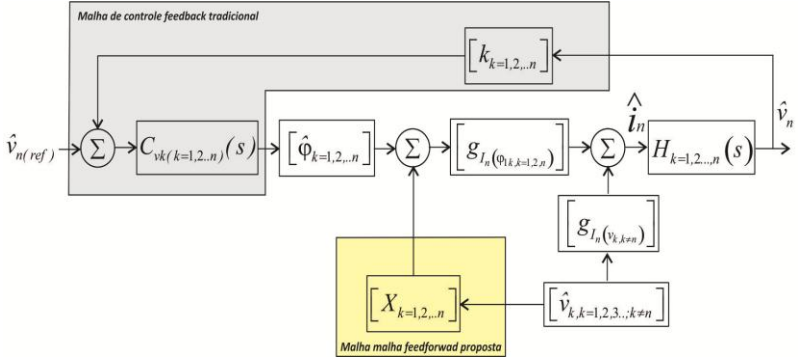


Figura 2.32: Malha de controle do conversor MAB com o compensador *feedforward* proposto.

2.5 Considerações finais sobre o capítulo

Neste Capítulo realizou-se uma generalização do conversor MAB, mostrando sua modelagem matemática. Foi também proposto o conversor MAB trifásico.

Além disso, foi abordada de forma qualitativa a diferença entre conversores isolados com vários transformadores e conversores isolados com um transformador de vários enrolamentos. Reforçou-se que os conversores isolados por vários transformadores possuem um maior volume e o gerenciamento do fluxo de potência é distribuído e complexo. Os conversores isolados com transformador de vários enrolamentos possuem volume reduzido e um gerenciamento de fluxo de potência centralizado e relativamente simples.

Ao final, foi apresentada a modelagem matemática para controle do conversor MAB abordando o balanço de potência proposta em [73]. Destaca-se que apesar desta modelagem ser simples, não contempla a interferência entre as tensões das portas devido ao fenômeno da regulação cruzada, característica inerente deste conversor.

Contudo, foi apresentada a proposta de um modelo de pequenos sinais do conversor MAB. Este modelo, obtido a partir da expansão em série de Taylor das correntes líquidas injetadas/drenadas nas portas do conversor, tem como vantagem contemplar a interferência entre as tensões nas portas do MAB. Desta forma, foi proposta uma malha de controle utilizando um compensador *feedforward* que tem o objetivo de

mitigar a interferência que a variação da tensão em uma porta provoca na corrente das outras.

No próximo Capítulo será apresentada a proposta de uma família de conversores cc-cc, baseados no conversor MAB. Essa família destaca-se por apresentar o dobro do ganho do seu conversor equivalente, bipolaridade de tensão em algumas portas, e divisão da tensão sobre alguns interruptores. Estes conversores podem ser utilizados como elementos intermediários nos transformadores de estado sólido tipo D.

3 CONVERSORES CC-CC ISOLADOS PARA ESTÁGIOS INTERMEDIÁRIOS DE TRANSFORMADORES DE ESTA- DO SÓLIDO TIPO D

3.1 Introdução

Os transformadores de estado sólido tipo D, possuem como estágio intermediário um conversor cc-cc isolado em alta frequência. Este estágio, além de fornecer a isolamento galvânica, favorece o surgimento de dois barramentos cc com níveis de tensão diferentes que podem ser utilizados para conexão de fontes e/ou cargas. Destes barramentos também, podem ser realizadas derivações que originem microrredes cc.

Em se tratando de microrredes, [74] mostra alguns resultados de várias pesquisas destacando-se as redes em corrente contínua, e em [75] são enfatizadas as redes bipolares, as quais parecem ser mais vantajosas para um cenário onde haja alto grau de inserção de geração distribuída e que as cargas sejam predominantemente eletrônicas, de forma a necessitarem de um estágio em corrente contínua.

Dentro desse contexto, nos itens subsequentes deste capítulo apresenta-se uma nova família de conversores multiportas cc-cc pertencente à família de conversores MAB que podem ser utilizados dentro do cenário anteriormente exposto.

3.2 Topologias propostas

As topologias propostas estão divididas em dois grupos: estruturas monofásicas, estruturas trifásicas. Esta classificação é oriunda da forma como os enrolamentos de seus transformadores estão interligados entre si e do tipo de conversor em ponte que é utilizado. Nos itens seguintes são apresentadas essas estruturas.

3.2.1 Estruturas monofásicas

3.2.1.1 Monofásico unipolar-bipolar

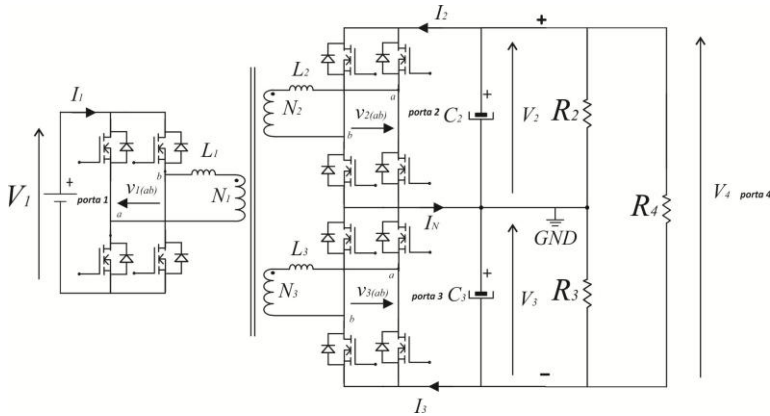


Figura 3.1: Topologia 1.

A primeira topologia desta família é mostrada na Figura 3.1. Esta topologia derivada do conversor TAB monofásico [76], possui uma conexão comum entre duas de suas portas, que possibilita o surgimento da saída bipolar. Observa-se que a topologia 1 “transforma” uma rede cc monopolar em uma rede cc bipolar. Considerando-se o fluxo de potência no sentido do lado de baixa tensão para o lado de mais alta tensão e, o conversor totalmente simétrico, destaca-se que as chaves do lado monopolar estão submetidas a maiores *stress* de corrente.

O transformador é monofásico e possui três enrolamentos. Maiores detalhes dessa estrutura serão abordados em um item específico deste capítulo.

3.2.1.2 Monofásico bipolar-bipolar

Na Figura 3.2 apresenta-se a estrutura monofásica formada por quatro conversores em ponte completa. Esta estrutura, chamada neste trabalho de Topologia 2, possui as entradas e saídas principais bipolares. Cada saída/entrada de um conversor pode ser entendida como uma porta. Como a associação das portas 1 com 4 e 2 com 3 também podem ser

consideradas portas, então essa estrutura possui seis portas. O transformador da estrutura possui quatro enrolamentos monofásicos.

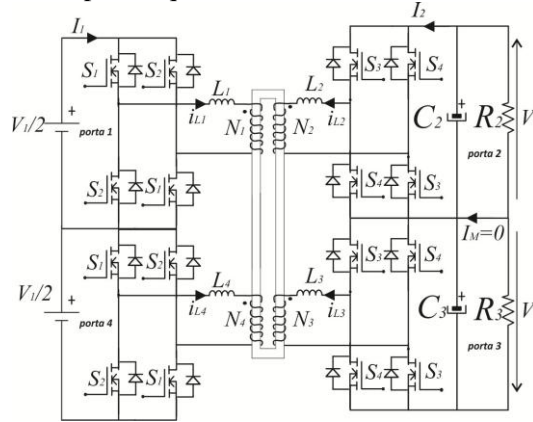


Figura 3.2: Topologia 2.

Na topologia 2, as perdas nas chaves são mais distribuídas, visto que a mesma com a modulação adequada também pode funcionar interligando uma rede monopolar a uma rede bipolar.

Na Figura 3.3 mostram-se as formas de onda para uma simulação da topologia 2. Nesta simulação foram adotados os seguintes valores: $V_1 = 100V$; $N_3 / N_4 = N_2 / N_1 = 2$; $N_3 = N_2$; $\varphi = 45^\circ$, $f_s = 20kHz$. As cargas nas portas 2 e 3 estão equilibradas. Destaca-se a simetria das tensões de saída em relação ao ponto central.

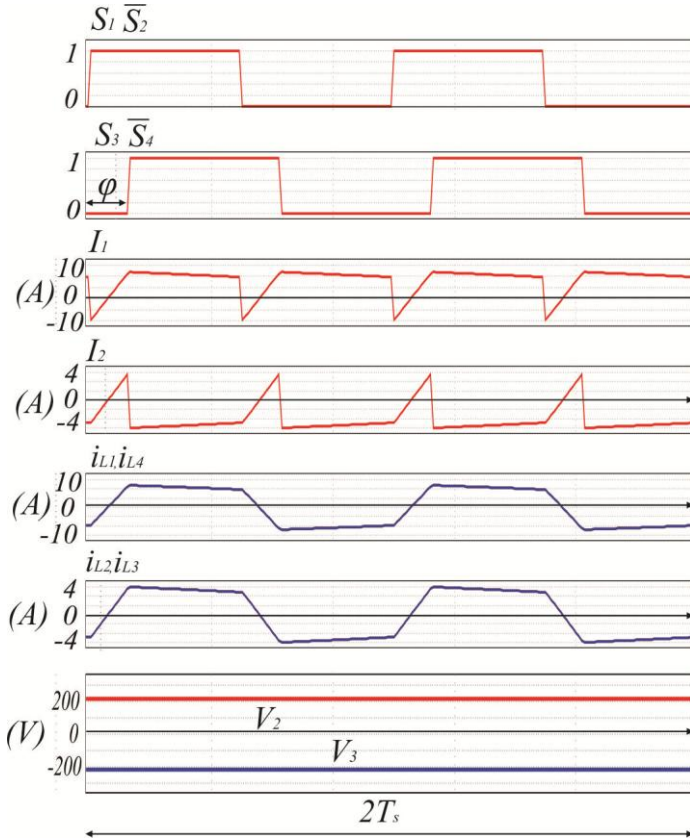


Figura 3.3: Simulação para a topologia 2.

3.2.2 Estruturas Trifásicas

3.2.2.1 Trifásico unipolar-bipolar

Na Figura 3.4 mostra-se a topologia denominada de 3. Esta é constituída de três conversores ponte completa e um transformador trifásico de nove enrolamentos. A mesma deriva do conversor TAB trifásico [77], sendo que duas de suas portas estão interligadas formando um ponto comum. Pode-se afirmar que a topologia 3 é a versão trifásica da topologia 1, possuindo a mesma quantidade de portas. Da mesma forma que os membros de sua família, este conversor tem a capacidade de

operar com fontes e/ou cargas cc em quaisquer de suas portas, e pode interligar uma rede cc monopolar a uma cc bipolar.

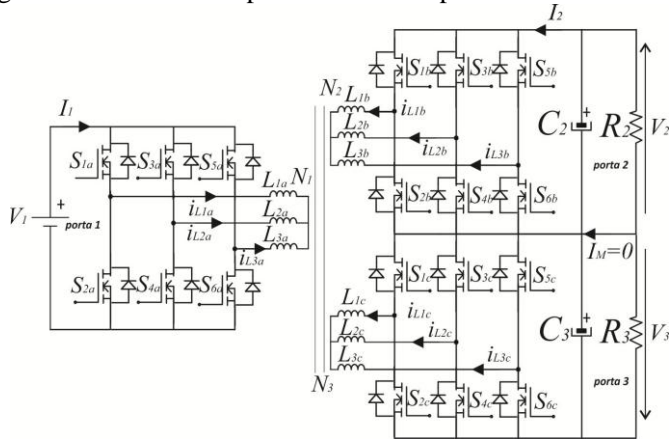


Figura 3.4: Topologia 3.

Por ser trifásica, a topologia 3 pode operar em uma situação de elevada potência. Considerando a mesma modulação e potência de operação, a topologia 3 apresentará menos *stress* de corrente nas chaves que sua versão monofásica. No entanto, a confecção de seu transformador é mais trabalhosa e ocupará maior volume.

Na Figura 3.5 mostram-se as formas de onda de algumas variáveis para a topologia 3. A modulação utilizada é a PWM 120° [78]. Os valores utilizados para simulação foram: $V_1 = 100V$; $N_2 / N_1 = N_3 / N_1 = 2$; $N_2 = N_3$; $\varphi = 30^\circ$; $f_s = 50kHz$. Observa-se o bom comportamento das correntes nos indutores e a bipolaridade das tensões de saída.

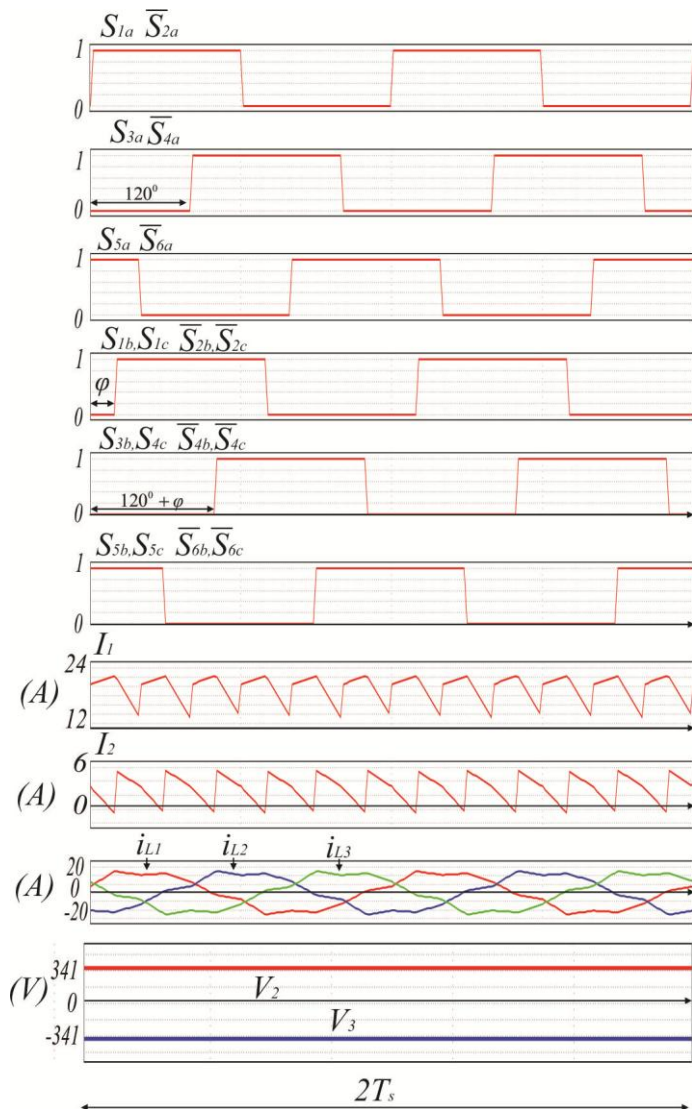


Figura 3.5: Simulação para a topologia 3.

3.2.2.2 Trifásico bipolar-bipolar

Na Figura 3.6 mostra-se outra estrutura trifásica denominada de topologia 4. Esta é formada por quatro conversores em ponte completa trifásicos, possui um transformador trifásico de doze enrolamentos e seis portas. Esta topologia pode ser entendida como a versão trifásica da topologia 2.

A vantagem em relação à topologia 3 é a maior quantidade de portas, e a capacidade de interligar duas redes cc bipolares com níveis de tensões diferentes. No entanto, a complexidade do transformador é maior.

Considerando a mesma situação de operação e modulação, a topologia 4 deverá apresentar menores perdas nas chaves que a topologia B.

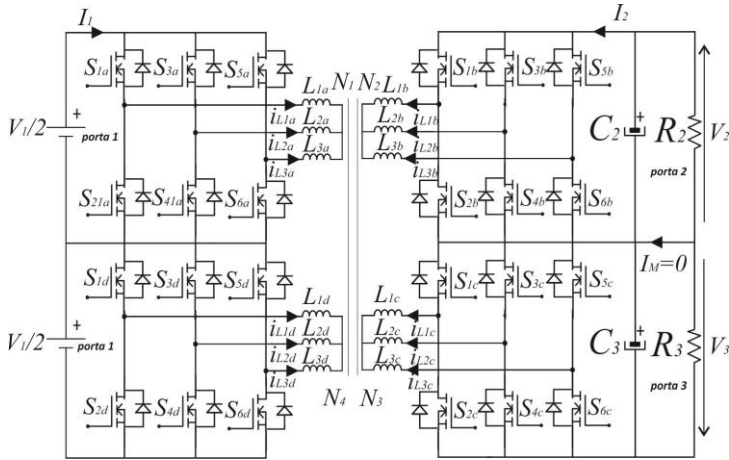


Figura 3.6: Topologia 4.

Para comprovar o funcionamento da estrutura, na Figura 3.7 são apresentadas as principais formas de ondas resultantes de uma simulação computacional para os valores: $V_1 = 200V$; $N_3 / N_4 = N_2 / N_1 = 2$;

$$N_2 = N_3; \varphi = 30^\circ, f_s = 50kHz.$$

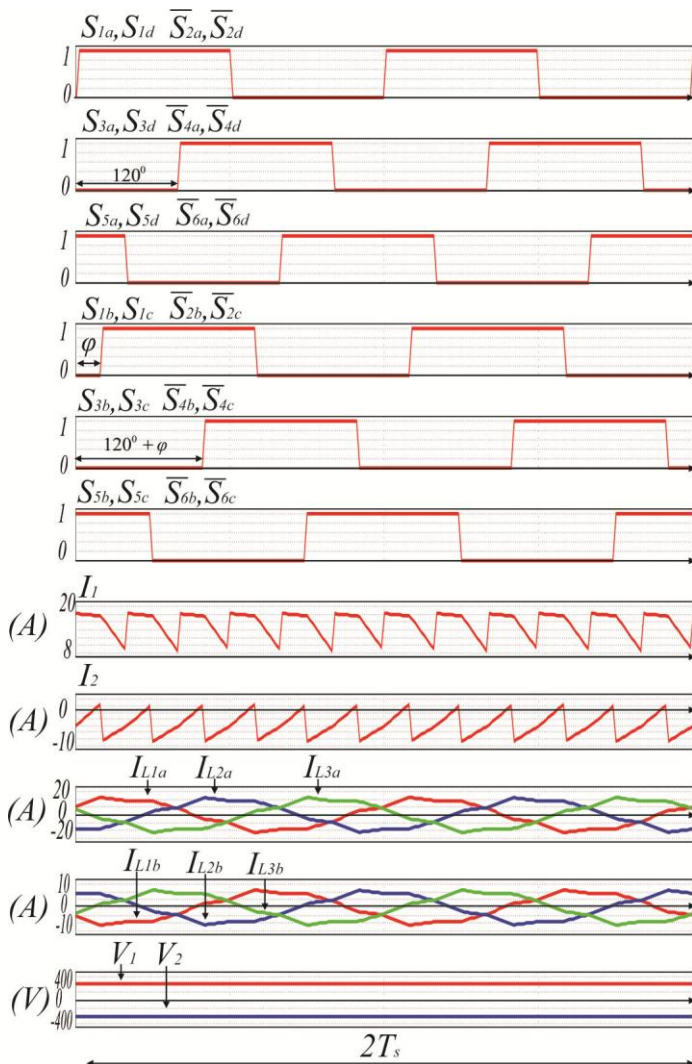


Figura 3.7: Simulação para a topologia 4.

3.2.2.3 Trifásico unipolar-monofásico bipolar

A estrutura proposta é apresentada na Figura 3.8 e chamada de topologia 5. Nesta, o lado cc unipolar é formado por um conversor trifá-

sico e o lado cc bipolar por dois conversores monofásicos. A estrutura possui dois transformadores ligados da forma Scott.

Apesar de ter maior número de chaves que a topologia 1, esta topologia é muito adequada para interligação de redes cc. Isso ocorre porque o lado trifásico garantirá uma melhor distribuição das perdas nas chaves, sendo que estas poderão estar submetidas a menores estresses de corrente que o lado monopolar da topologia 1. A complexidade então reside na confecção de seu transformador.

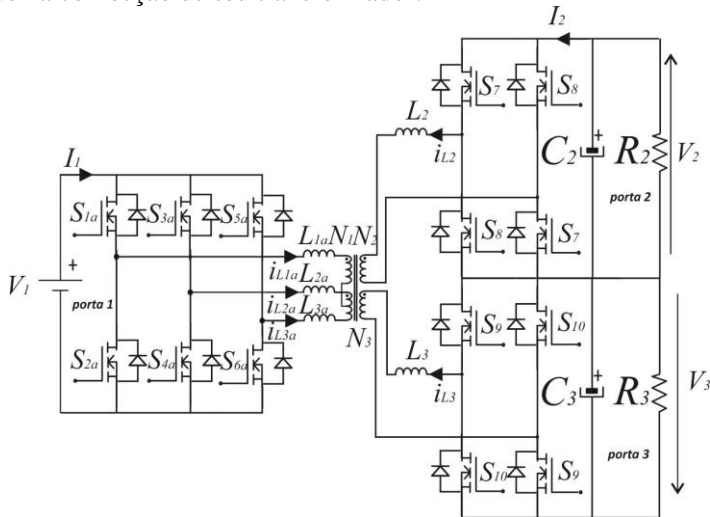


Figura 3.8: Topologia 5.

Para comprovar a operação da topologia, na Figura 3.9 são apresentadas as principais formas de onda para um dado ponto de operação. Destaca-se o defasamento de 90° entre as correntes I_{L2} e I_{L3} (característica inerente da ligação Scott).

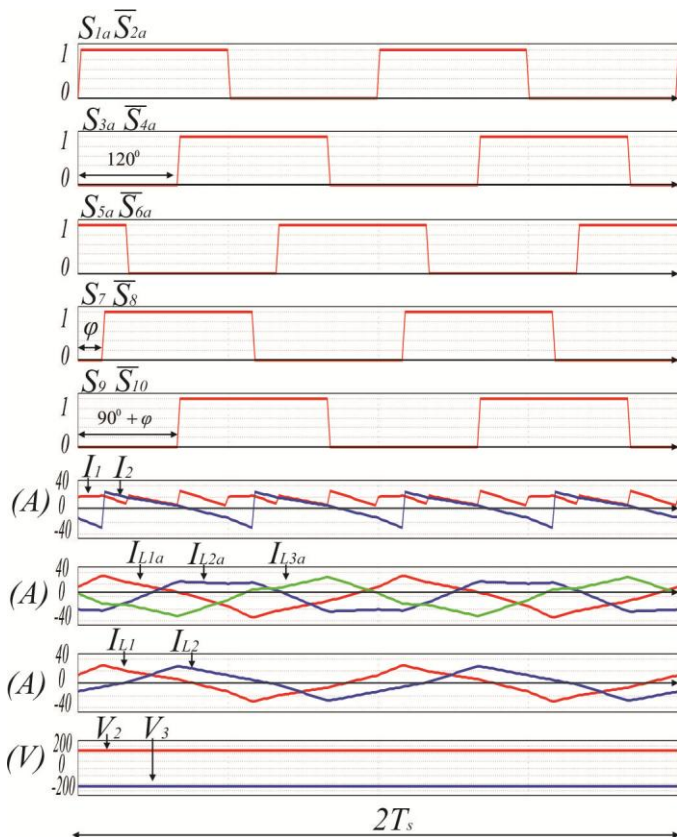


Figura 3.9: Simulação para a topologia 5.

3.3 Análise e controle da Topologia 1

Na Figura 3.10 repete-se novamente a topologia 1, destacando suas quatro portas. A topologia 1, denominada neste trabalho de DAB+DAB, possui como principais características:

- ✓Pertencente à família MAB;
- ✓ Possui o dobro do ganho estático de um conversor DAB equivalente;
- ✓As chaves do lado de mais alta tensão estão submetidas à metade da tensão do barramento;
- ✓Possui controle simples e centralizado;

- ✓Pode ser utilizada como “transformador de estado sólido” em redes cc (unipolares e/ou bipolares) ou como células básicas de SST tipo D;
- ✓Em quaisquer de suas portas podem ser acomodados elementos armazenadores de energia.

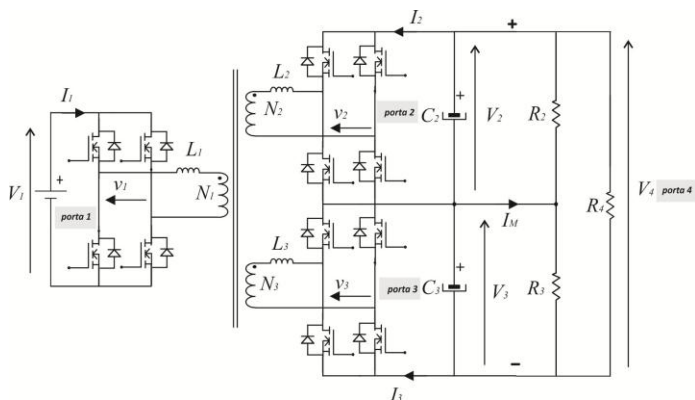


Figura 3.10: Topologia 1, conversor DAB+DAB.

3.3.1 Modulação e etapas de operação

Diversas técnicas de modulação podem ser aplicadas ao conversor DAB+DAB. Todavia, como uma primeira demonstração de seu funcionamento, será adotada a modulação PWM a dois níveis. Nesta modulação, as chaves de cada braço das pontes são comandadas com pulsos complementares. As pontes alocadas nas portas 2 e 3 são comandadas com a mesma defasagem angular em relação ao comando da ponte da porta 1. Assim é garantido que não há circulação de corrente no ponto médio do conversor.

O fluxo de potência através do transformador é controlado pela defasagem angular das tensões aplicadas sob os enrolamentos (técnica *phase-shift*). Na Figura 3.11 mostram-se os pulsos de comando da modulação adotada.

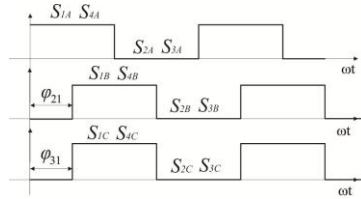


Figura 3.11: Modulação a dois níveis adotada ($\varphi_{21} = \varphi_{31} = \varphi$).

Para facilitar a análise, são colocadas fontes de tensão na saída de cada porta do conversor e todos os elementos são refletidos para o lado do enrolamento do transformador que está ligado à porta 1, segundo o conjunto de equações (3.1). Assim o conversor passa a ser representado como mostrado na Figura 3.12.

$$\left\{ \begin{aligned} V_i' &= \frac{N_1}{N_i} V_i; L_i' = \left(\frac{N_1}{N_i} \right)^2 L_i; \text{com } i = 2, 3. \end{aligned} \right. \quad (3.1)$$

Considerando a indutância magnetizante muito maior que as indutâncias de dispersão, as principais formas de onda e as etapas de operação nesta modulação são mostradas na Figura 3.13 e Figura 3.14, respectivamente.

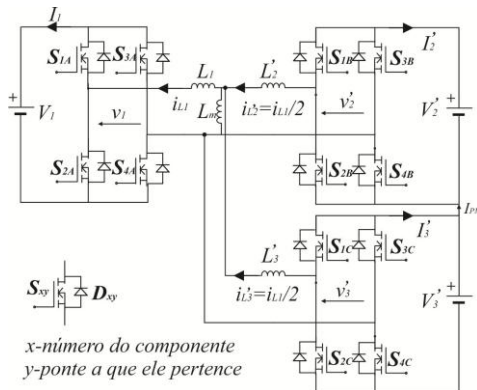


Figura 3.12: Conversor DAB+DAB com todos os elementos refletidos para o enrolamento do transformador ligado à porta 1.

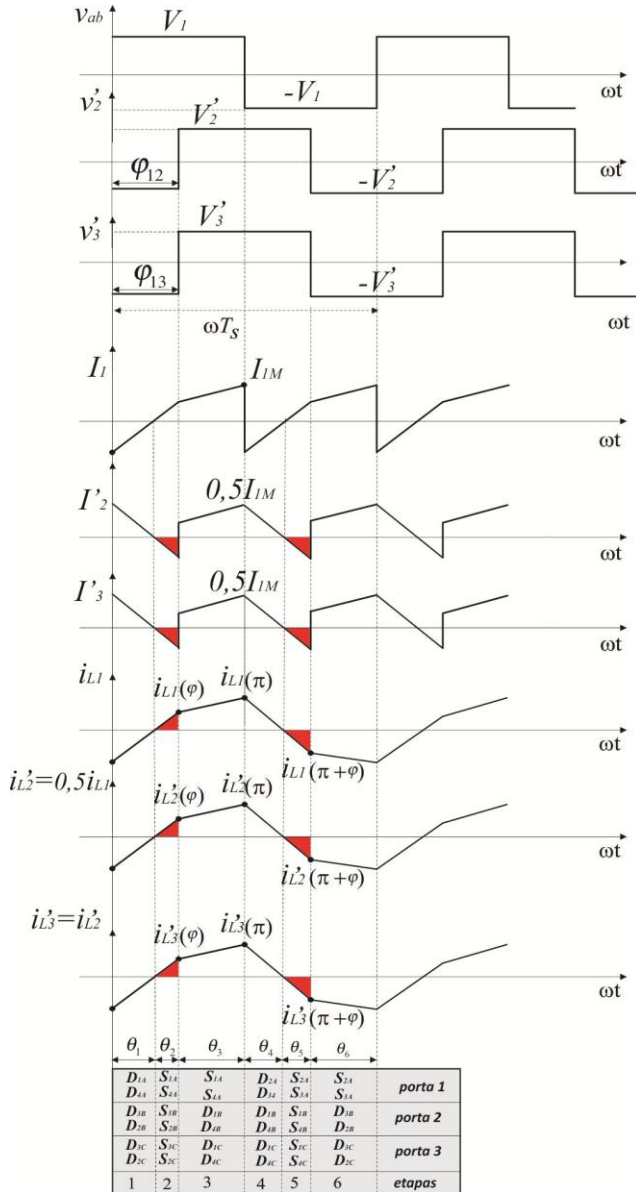


Figura 3.13: Principais formas de onda para o conversor DAB+DAB na modulação adotada.

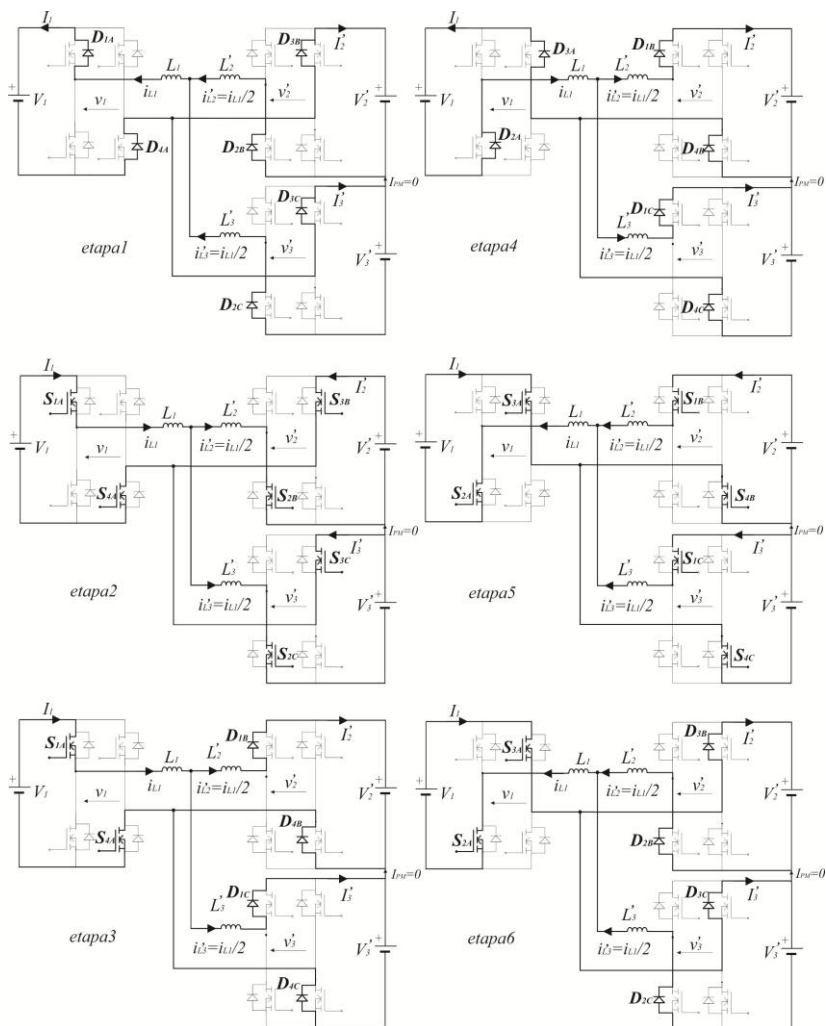


Figura 3.14: Etapas de operação do conversor DAB+DAB para a modulação adotada.

3.3.1.1 Determinação das indutâncias equivalentes L_x e L_y

Considerando-se que as indutâncias das portas quando refletidas para porta 1 possuem a mesma magnitude, ou seja, $L_1 = L'_2 = L'_3 = L$, têm-se o circuito equivalente do transformador como mostrado na Figura 3.15 retratando o comportamento das correntes oriundas da porta 1.

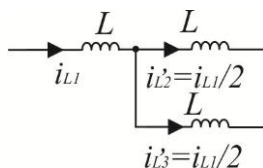


Figura 3.15: Circuito equivalente do transformador com as indutâncias refletidas para a porta 1.

Desta forma, a indutância equivalente (L_x) vista pela fonte alocada na porta 1 é dada por (3.2).

$$L_x = L + \frac{L}{2} = 1,5L \quad (3.2)$$

Para determinação da indutância (L_y), considera-se o modelo equivalente para um transformador de três enrolamentos como apresentado na Figura 3.16, onde $(v_i; i = 1, 2, 3)$ representa a tensão alternada sob os enrolamentos do transformador.

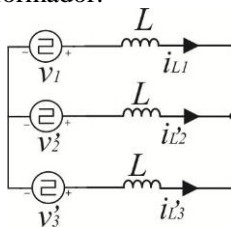


Figura 3.16: Circuito equivalente para o transformador de três enrolamentos.

Aplicando a Lei das tensões de Kirchhoff, têm-se as equações de malhas determinadas por (3.3).

$$\begin{cases} -v_1 + L \frac{di_{L1}}{dt} = -v_2' + L \frac{di_{L2}}{dt} \\ -v_1 + L \frac{di_{L1}}{dt} = -v_3' + L \frac{di_{L3}}{dt} \end{cases} \quad (3.3)$$

Somando-se as equações acima, chega-se a (3.4).

$$2L \frac{di_{L1}}{dt} - L \frac{di_{L2}}{dt} - L \frac{di_{L3}}{dt} = 2v_1 - v_2' - v_3' \quad (3.4)$$

Aplicando a Lei de Kirchhoff das correntes na Figura 3.16 têm-se que a corrente do ramo 1 é dada por (3.5).

$$i_{L1} = -i_{L2} - i_{L3} \quad (3.5)$$

Substituindo-se (3.5) em (3.4) e aplicando algumas simplificações chega-se a (3.6).

$$3L \frac{di_{L1}}{dt} = (v_1 - v_2') + (v_1 - v_3') \quad (3.6)$$

De (3.6) observa-se que a corrente na porta 1 é formada pela soma das correntes entre a porta 1 e 2 e a porta 1 e 3. Assim, a indutância equivalente (L_y) entre essas portas é dada por (3.7).

$$L_y = 3L \quad (3.7)$$

3.3.1.2 Etapas de operação

Para a modulação a dois níveis adotada até o momento, este conversor apresenta seis distintas etapas de operação mostradas na Figura 3.14.

Com o objetivo de facilitar o entendimento das mesmas, será considerado que, em cada etapa, um conjunto de semicondutores (chaves e/ou diodos) conduz durante um intervalo angular θ_i , com $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$.

Etapa 1: Esta etapa é caracterizada por não haver interruptor conduzindo. Apenas os diodos D_{1A} , D_{4A} , D_{3B} , D_{2B} , D_{3C} e D_{2C} conduzem a corrente. As correntes nos indutores partem de um valor inicial, e crescem com uma taxa de variação dada por (3.8). Esta etapa termina quando todas as correntes passam por 0 (zero) e os diodos entram em bloqueio.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta i_{L1} = \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L_x} \right) \theta_1 = \left(\frac{V_1 + V'_3}{\omega L_x} \right) \theta_1 \\ \Delta i_{L2} = \Delta i_{L3} = \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L_y} \right) \theta_1 = \left(\frac{V_1 + V'_3}{\omega L_y} \right) \theta_1 \end{array} \right. \quad (3.8)$$

Etapa 2: Esta etapa inicia-se com o bloqueio dos diodos e entrada em condução dos interruptores S_{1A} , S_{4A} , S_{3B} , S_{2B} , S_{3C} e S_{2C} que já estavam comandadas na etapa anterior. As correntes nos indutores crescem com a taxa de variação dada por (3.9). O final desta etapa ocorre com o comando de bloqueio de S_{3B} , S_{2B} , S_{3C} e S_{2C} e habilitação de condução de S_{1B} , S_{4B} , S_{1C} , S_{4C} .

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta i_{L1} = \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L_x} \right) \theta_2 = \left(\frac{V_1 + V'_3}{\omega L_x} \right) \theta_2 \\ \Delta i_{L2} = \Delta i_{L3} = \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L_y} \right) \theta_2 = \left(\frac{V_1 + V'_3}{\omega L_y} \right) \theta_2 \end{array} \right. \quad (3.9)$$

Etapa 3: A terceira etapa tem seu início quando S_{3B} , S_{2B} , S_{3C} e S_{2C} são bloqueados e S_{1B} , S_{4B} , S_{1C} e S_{4C} são comandados a conduzir. Contudo, não entram em condução, devido ao sentido da corrente nos indutores, que força os diodos D_{1B} , D_{4B} , D_{1C} e D_{4C} a entrarem em condução. No início desta etapa, o ângulo de condução, contando desde o início da primeira etapa, é igual ao ângulo de defasagem entre as tensões, ou seja:

$\theta = \varphi$. Assim, as correntes nos indutores assumem o valor $i_L(\varphi)$. Neste instante, a taxa de variação das correntes nos indutores é mais suave, sendo determinada por (3.10). Esta etapa termina com o bloqueio dos interruptores S_{1A} e S_{4A} .

$$\begin{cases} \Delta i_{L1} = \left(\frac{V_1 - V'_2}{\omega L_x} \right) \theta_3 = \left(\frac{V_1 - V'_3}{\omega L_x} \right) \theta_3 \\ \Delta i_{L2} = \Delta i_{L3} = \left(\frac{V_1 - V'_2}{\omega L_y} \right) \theta_3 = \left(\frac{V_1 - V'_3}{\omega L_y} \right) \theta_3 \end{cases} \quad (3.10)$$

Etapa 4: No início desta etapa, os interruptores S_{2A} e S_{3A} são comandadas a conduzir, mas, devido ao sentido da corrente, os diodos D_{2A} e D_{3A} entram em condução. Preliminarmente, as correntes nos indutores têm valor $i_L(\pi)$ e o ângulo de condução, a contar do início do período, é $\theta = \pi$. Nesta etapa, novamente nenhum interruptor conduz e as três pontes estão em roda livre. As correntes nos indutores agora decrescem com uma taxa de variação dada por (3.11). A etapa 4 termina quando as correntes nos indutores se anulam.

$$\begin{cases} \Delta i_{L1} = - \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L_x} \right) \theta_4 = - \left(\frac{V_1 + V'_3}{\omega L_x} \right) \theta_4 \\ \Delta i_{L2} = \Delta i_{L3} = - \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L_y} \right) \theta_4 = - \left(\frac{V_1 + V'_3}{\omega L_y} \right) \theta_4 \end{cases} \quad (3.11)$$

Etapa 5: A quinta etapa tem seu início com o bloqueio dos seis diodos que estavam conduzindo anteriormente e a entrada em condução dos interruptores S_{2A} , S_{3A} , S_{1B} , S_{4B} , S_{1C} e S_{4C} . As correntes nos indutores começam a crescer negativamente com uma taxa de variação dada por (3.12). A presente etapa é finalizada quando S_{1B} , S_{4B} , S_{1C} e S_{4C} são comandados a bloquear e S_{2B} , S_{3B} , S_{2C} e S_{3C} comandados a conduzir.

$$\begin{cases} \Delta i_{L1} = -\left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L_x}\right)\theta_5 = -\left(\frac{V_1 + V'_3}{\omega L_x}\right)\theta_5 \\ \Delta i_{L2} = \Delta i_{L3} = -\left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L_y}\right)\theta_5 = -\left(\frac{V_1 + V'_3}{\omega L_y}\right)\theta_5 \end{cases} \quad (3.12)$$

Etapla 6: Esta etapa inicia-se com a entrada em condução dos diodos D_{3B} , D_{2B} , D_{3C} e D_{2C} , devido ao sentido da corrente nos indutores que, nesse instante, possui valor $i_L(\pi + \varphi) = -i_L(\varphi)$. A taxa de variação das correntes durante essa etapa é determinada por (3.13). O final desta etapa coincide com o período de chaveamento da estrutura, quando as correntes nos indutores assumem o valor $i_L(2\pi) = -i_L(\pi) = i_L(0)$.

$$\begin{cases} \Delta i_{L1} = -\left(\frac{V_1 - V'_2}{\omega L_x}\right)\theta_6 = -\left(\frac{V_1 - V'_3}{\omega L_x}\right)\theta_6 \\ \Delta i_{L2} = \Delta i_{L3} = -\left(\frac{V_1 - V'_2}{\omega L_y}\right)\theta_6 = -\frac{1}{2}\left(\frac{V_1 - V'_3}{\omega L_y}\right)\theta_6 \end{cases} \quad (3.13)$$

Nas equações (3.8) a (3.13) as variáveis L_x e L_y são indutâncias equivalentes vistas do lado de cada porta.

3.3.2 Equacionamento básico

Consideram-se como verdadeiras as condições listadas a seguir:

- As indutâncias das portas quando refletidas para porta 1 possuem a mesma magnitude, ou seja, $L_1 = L'_2 = L'_3 = L$;
- A modulação utilizada mantém os ângulos das portas 2 e 3 iguais em relação à referência, ou seja, $\varphi_{12} = \varphi_{13} = \varphi$.

3.3.2.1 *Potências transmitidas/recebidas pelas portas principais através do transformador*

Na Figura 3.13, verifica-se que, durante as etapas 1 e 2 (definidas aqui como trecho I), a corrente nos indutores podem ser determinadas por (3.14).

$$\begin{cases} i_{L1(I)}(\theta) = \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L_x} \right) \theta + i_{L1}(0) \\ i_{L2(I)}(\theta) = i_{L3(I)}(\theta) = \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L_y} \right) \theta + i_{L2}(0) \end{cases} \quad (3.14)$$

Da mesma forma, durante a etapa 3 (definida aqui como trecho II), a corrente nos indutores são obtidas por meio de (3.15).

$$\begin{cases} i_{L1(II)}(\theta) = \left(\frac{V_1 - V'_2}{\omega L_x} \right) (\theta - \varphi) + i_{L1}(\varphi) \\ i_{L2(II)}(\theta) = \frac{1}{2} \left(\frac{V_1 - V'_2}{\omega L_y} \right) (\theta - \varphi) + i_{L2}(\varphi) \\ i_{L3(II)}(\theta) = i_{L2(II)}(\theta) \end{cases} \quad (3.15)$$

Por serem alternadas e simétricas, as correntes nos indutores atendem às relações dadas em (3.16).

$$\begin{cases} i_{Lj}(0) = -i_{Lj}(\pi) \\ i_{Lj}(\varphi) = -i_{Lj}(\pi + \varphi) \end{cases} \quad \text{para } j = 1, 2, 3. \quad (3.16)$$

A partir da Figura 3.13, e de (3.14) e (3.15), determinam-se (3.17), (3.18), (3.19) e (3.20).

$$i_{L1(I)}(\varphi) = \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L_x} \right) \varphi + i_{L1}(0) \quad (3.17)$$

$$i_{L1(I)}(\pi) = \left(\frac{V_1 - V'_2}{\omega L_x} \right) (\pi - \varphi) + i_{L1}(\varphi) \quad (3.18)$$

$$i_{L2(I)}(\varphi) = i_{L3(I)}(\varphi) = \left(\frac{V_1 + V'_2}{\omega L_y} \right) \varphi + i_{L2}(0) \quad (3.19)$$

$$\begin{cases} i_{L2(I)}(\pi) = \left(\frac{V_1 - V'_2}{\omega L_y} \right) (\pi - \varphi) + i_{L2}(\varphi) \\ i_{L3(I)}(\pi) = i_{L2(I)}(\pi) \end{cases} \quad (3.20)$$

A corrente média nas portas principais é determinada por (3.21).

$$\begin{cases} I_j = \frac{2}{\omega T_s} \left[\int_0^\varphi i_{Lj(I)}(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_{Lj(II)}(\theta) d\theta \right] \\ \text{para } j = 1, 2, 3 \end{cases} \quad (3.21)$$

Desta forma, após algumas substituições e manipulações matemáticas envolvendo (3.16), (3.17), (3.18), (3.19) e (3.20), os valores médios das correntes nas portas 1, 2, e 3 (eq.(3.21)) são dados respectivamente por (3.22), (3.23) e (3.24).

$$I_1 = \frac{N_1}{N_2} \frac{V_2}{\omega L_x} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) = \frac{N_1}{N_3} \frac{V_3}{\omega L_x} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.22)$$

$$I_2 = \frac{N_1}{N_2} \frac{V_2}{\omega L_y} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.23)$$

$$I_3 = \frac{N_1}{N_3} \frac{V_3}{\omega L_y} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.24)$$

Considerando $a = N_2/N_1 = N_3/N_1$; $V_2 = V_3 = V_o/2$ onde: $V_o = V_2 + V_3$ é a tensão total de saída, as potências demandadas da porta 1 e entregue às portas 2 e 3 podem ser determinadas por (3.25), (3.26) e (3.27), respectivamente.

$$P_1 = V_1 I_1 = \frac{V_1 V_o}{2a \omega L_x} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.25)$$

$$P_2 = V_2 I_2 = \frac{V_1 V_2}{a \omega L_y} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.26)$$

$$P_3 = V_3 I_3 = \frac{V_1 V_3}{a \omega L_y} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.27)$$

Substituindo-se (3.2) em (3.25) encontra-se que a potência demandada da porta 1 é determinada por (3.28).

$$P_1 = \frac{1}{3} \frac{V_1 V_o}{a \omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.28)$$

Se i_{L1} é considerado como sendo a composição de N (número de ramos do circuito equivalente da Figura 3.16) subcorrentes em cada subcircuito, onde $i_{L1-sub-1} = 0$, pode-se generalizar a equação (3.6) reescrevendo-a como (3.29).

$$\sum_{j=1}^N NL \frac{di_{L1-sub-j}}{dt} = \sum_{j=1}^N (v_1 - v'_j) \quad (3.29)$$

Na Figura 3.17 mostra-se o circuito equivalente para a equação (3.29).

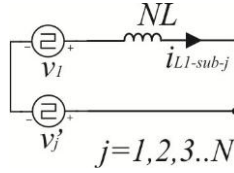


Figura 3.17: Circuito equivalente da equação (3.29).

Assim, levando-se (3.7) em (3.26) e (3.27), e recordando que até neste instante considera-se que as portas 2 e 3 somente recebem potência da porta 1, chega-se a (3.30) e (3.31) que representam as parcelas de potência recebida por estas portas.

$$P_2 = P_{12} = \frac{1}{3} \frac{V_1 V_2}{a \omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.30)$$

$$P_3 = P_{13} = \frac{1}{3} \frac{V_1 V_3}{a \omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.31)$$

3.3.2.2 *Ganho do conversor proposto comparado com o conversor DAB convencional*

A potência circulante entre as portas 1 e 2 de um conversor DAB convencional é determinada pela equação (3.32). Considerando que o conversor supre potência para uma carga resistiva, a potência demandada pela carga é encontrada pela equação (3.33). Combinando-se (3.32) e (3.33) conclui-se que o ganho em malha aberta do conversor DAB convencional é dado por (3.34).

$$P_{DAB} = \frac{V_1 V_2}{a X_L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.32)$$

$$P_{DAB} = \frac{V_2^2}{R} \quad (3.33)$$

$$M_{DAB} = \frac{V_2}{V_1} = k * \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.34)$$

onde: $k = \frac{R}{aX_L}$; X_L -reatância de transmissão de potência;

$a = N_s/N_p$ -razão entre o número de espiras secundária e primária do conversor.

Para o conversor proposto, seguindo-se o mesmo raciocínio adotado para o conversor DAB convencional, observa-se que o ganho entre as portas 2 e 3 para a porta 1 são dados respectivamente por (3.35) e (3.36).

$$M_{21} = \frac{V_2}{V_1} = k * \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.35)$$

$$M_{31} = \frac{V_3}{V_1} = k * \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.36)$$

Como a tensão na porta 4 é a soma das tensões da porta 2 e porta 3 ($V_o = V_2 + V_3$), pode-se determinar que o ganho do conversor DAB+DAB é o dobro do ganho do conversor DAB, como mostrado em (3.37).

$$M_{DAB+DAB} = 2M_{DAB} = 2k * \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.37)$$

3.3.2.3 Corrente eficaz nos indutores

As correntes eficazes que circulam pelos indutores são determinadas resolvendo a equação (3.38). Considerando as potências de cada porta dadas pelas equações (3.25), (3.26) e (3.27), as correntes eficazes nos indutores das portas 1, 2 e 3 são dadas respectivamente por (3.39) e (3.40).

$$\begin{cases} I_{Lj(ef)}^2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[\int_0^\varphi i_{Lj(I)}(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_{Lj(II)}(\theta) d\theta \right] \\ \text{para } j = 1, 2, 3 \end{cases} \quad (3.38)$$

$$I_{L1(ef)} = \sqrt{\frac{P_1}{12\omega L_x (\pi - |\varphi|)}} (A + B + C) \quad (3.39)$$

$$I_{L2(ef)} = I_{L3(ef)} = \frac{1}{a} I_{L1(ef)} \quad (3.40)$$

Em que:

$$\begin{cases} A = 12\pi\varphi - 8\varphi^2 - 2\pi^3\varphi^{-1}; B = \frac{(\pi - |\varphi|)}{4P\omega L_x \pi} V_o^2 \pi^3 \\ C = \frac{4P\omega L_x \pi^4}{V_o^2 \varphi^2 (\pi - |\varphi|)} \end{cases} \quad (3.41)$$

3.3.2.4 Dimensionamento dos indutores L_1 , L_2 e L_3

O dimensionamento dos indutores é realizado utilizando a equação (3.42) na qual é considerado que a máxima potência demandada da porta 1 ocorrerá com a defasagem de $\varphi = 45^\circ$. Os indutores das portas secundárias são dimensionados com a equação (3.43).

$$L_1 = L = \frac{V_1 V_o}{32af_s P_{1(\max)}} \quad (3.42)$$

$$L_2 = L_3 = a^2 L_1 \quad (3.43)$$

3.3.2.5 Dimensionamento dos capacitores C_2 , C_3

Cada saída das portas secundárias do conversor pode ser modelada por um par RC (resistor-capacitor) como mostrado na Figura 3.18. As partes destacadas na Figura 3.13, correspondem à parcela de potência reativa que os capacitores C_2 e C_3 trocam com a fonte. Nas equações (3.44) e (3.45) são determinadas as parcelas de potência reativa processada por cada capacitor e pela fonte, respectivamente.

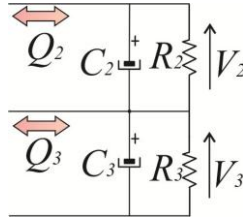


Figura 3.18: Circuito simplificado da saída do conversor.

$$\begin{cases} Q_o = \frac{-V_1 \sqrt{a}}{48 fL (aV_1 + V_2)} \left[aV_1 + V_2 \left(\frac{2\varphi}{\pi} - 1 \right) \right]^2 \\ Q_o = Q_2 = Q_3 \end{cases} \quad (3.44)$$

$$\begin{cases} Q_1 = \frac{-V_1 \sqrt{0,5a}}{12 fL (2aV_1 + V_o)} \left[2aV_1 + V_o \left(\frac{2\varphi}{\pi} - 1 \right) \right]^2 \\ Q_1 = Q_2 + Q_3 \end{cases} \quad (3.45)$$

onde Q_1 é a potência reativa total drenada da fonte primária.

Os capacitores então podem ser calculados utilizando-se (3.46).

$$C_2 = C_3 = \frac{2Q_{o(\max)}}{f_s (V_{2(\max)}^2 - V_{2(\min)}^2)} \quad (3.46)$$

3.3.3 Operação e controle do conversor DAB+DAB

Para analisar a operação do conversor proposto, o modelo equivalente Δ do transformador, é mais indicado. Na Figura 3.19 mostra-se a equivalência entre os circuitos equivalentes Y e Δ do transformador de três enrolamentos.

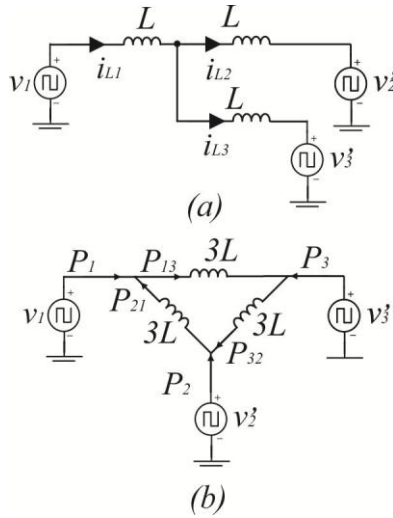


Figura 3.19: Equivalência entre os circuitos Y e Δ do transformador.

As potências transferidas entre as portas através do transformador são dadas pelo conjunto de equações (3.47).

$$\begin{cases} P_{21} = \frac{1}{6\pi} \frac{V_1 V_2}{a f_s L} \varphi_{21} \left(1 - \frac{|\varphi_{21}|}{\pi} \right) \\ P_{13} = \frac{1}{6\pi} \frac{V_1 V_3}{a f_s L} \varphi_{31} \left(1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) \\ P_{32} = \frac{1}{6\pi} \frac{V_2 V_3}{a^2 f_s L} \varphi_{32} \left(1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \end{cases} \quad (3.47)$$

onde: $\varphi_{32} = \varphi_{31} - \varphi_{21}$ ângulo de defasagem entre as tensões das portas 2 e 3.

A potência líquida injetada em cada porta então é dada por (3.48).

$$\begin{cases} P_1 = P_{13} - P_{21} \\ P_2 = P_{21} - P_{32} \\ P_3 = P_{32} - P_{13} \end{cases} \quad (3.48)$$

Substituindo-se (3.47) em (3.48), as correntes líquidas injetadas nas portas 2 e 3 através do transformador são determinadas por (3.49).

$$\begin{cases} I_2 = \frac{1}{6\pi} \frac{V_1}{af_s L} \varphi_{21} \left(1 - \frac{|\varphi_{21}|}{\pi} \right) - \frac{1}{6\pi} \frac{V_3}{a^2 f_s L} \varphi_{32} \left(1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \\ I_3 = \frac{1}{6\pi} \frac{V_2}{a^2 f_s L} \varphi_{32} \left(1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) - \frac{1}{6\pi} \frac{V_1}{af_s L} \varphi_{31} \left(1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) \end{cases} \quad (3.49)$$

3.3.3.1 *Circuito equivalente simplificado das portas de saída*

Na modelagem por gyrator [79, 80] as correntes médias em cada porta são determinadas por (3.50).

$$\begin{cases} I_2 = g_{21} V_1 - g_{32} V_3 \\ I_3 = g_{32} V_2 - g_{31} V_1 \end{cases} \quad (3.50)$$

onde g_{ij} - são os gyrators entre as portas i e j , dados por (3.51),

$$\begin{cases} g_{21} = k\psi_{21}(\varphi_{21}) \\ g_{31} = k\psi_{31}(\varphi_{31}) \\ g_{32} = \frac{k}{a}\psi_{32}(\varphi_{32}) \end{cases} \quad (3.51)$$

onde:

$$k = \frac{1}{(6\pi a f_s L)}$$

$$\psi_{ij}(\varphi_{ij}) = \varphi_{ij} \left(1 - \frac{|\varphi_{ij}|}{\pi} \right); \{i = 2, 3 \text{ e } j = 1, 2 \text{ e } i \neq j\}$$

Desta forma, um circuito equivalente do lado de mais alta tensão do conversor é mostrado na Figura 3.20. Percebe-se que a tensão de entrada aparece na saída como fontes de corrente em série, que possuem uma relação cruzada através do gyrator g_{32} .

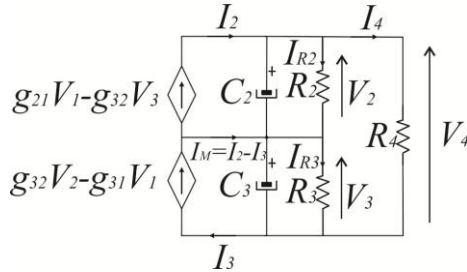


Figura 3.20: Modelo equivalente simplificado do lado de alta tensão do conversor DAB+DAB.

Dependendo da modulação aplicada, o conversor DAB+DAB pode funcionar como um simples DAB ou controlando a tensão em uma rede cc bipolar. Os dois modos de funcionamento serão sucintamente explorados nos itens seguintes.

3.3.3.2 DAB+DAB funcionando como um DAB

Sempre que o ângulo de defasagem entre as portas 2 e 3 for diferente de zero ($\psi(\varphi_{32}) \neq 0$), haverá um fluxo de potência entre elas. Nessa situação, em malha aberta, e alimentando cargas passivas, uma das portas assumirá toda a tensão de saída e a tensão na outra cairá para zero. Na Figura 3.21 ilustra-se essa situação.

Para evitar este cenário, pode-se controlar as tensões no barramento total e intermediário. Todavia essa estratégia perde o sentido visto que do lado de alta tensão somente a porta 4 fornecerá/receberá potência.

Uma alternativa então é garantir que o ângulo entre as tensões das portas 2 e 3 sejam sempre nulos ($\psi(\varphi_{32}) = 0$), o que forçará a corrente I_M tornar-se nula. Isto é conseguido acionando-se com o mesmo comando as chaves correspondentes das portas 2 e 3.

Levando essa restrição para as equações (3.50) e (3.51) determina-se que funcionando como DAB, as correntes nas portas 2 e 3 são dadas somente por (3.52) e (3.53).

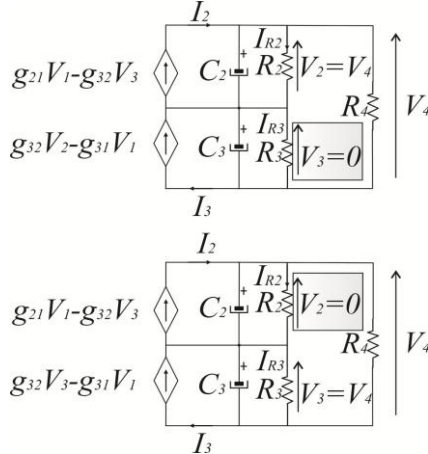


Figura 3.21: Condições de tensões nulas nas portas 2 e 3 (a): $\psi(\varphi_{32}) > 0$;

(b): $\psi(\varphi_{32}) < 0$.

$$I_2 = g_{21}V_1 = k\psi_{21}(\varphi_{21})V_1 \quad (3.52)$$

$$I_3 = -g_{31}V_1 = -k\psi_{31}(\varphi_{31})V_1 \quad (3.53)$$

Assim, o conversor pode ser modelado como se mostra na Figura 3.22. Nessa situação, aplicando-se as Leis de Kirchhoff para as correntes, e considerando o sistema em regime permanente, têm-se as relações (3.54).

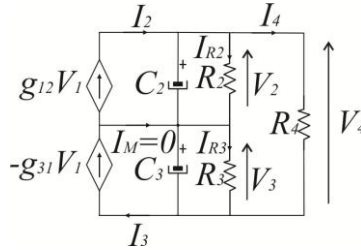


Figura 3.22: Modelo simplificado do conversor DAB+DAB funcionando como um DAB.

$$\begin{cases} I_2 = g_{12}V_1 = I_{R2} + I_4 \\ I_3 = -g_{31}V_1 = I_{R3} + I_4 \\ I_M = I_{R3} - I_{R2} \end{cases} \quad (3.54)$$

Aplicando-se a condição de $I_M=0$ nas equações (3.54) (condição imposta por $\psi(\varphi_{32})=0$), e sendo $V_4 = V_2 + V_3$ chega-se a (3.55), (3.56) e (3.57).

$$-g_{31}V_1 = g_{12}V_1 \quad (3.55)$$

$$V_3 = V_2 \frac{R_3}{R_2} \quad (3.56)$$

$$V_4 = V_2 \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \quad (3.57)$$

Então, se $R_3 = R_2$, implica em $V_3 = V_2$ e $V_4 = 2V_2 = 2V_3$. Nessa situação, qualquer que seja a carga conectada na porta 4, a tensão medida nas portas 2 e 3 sempre será a metade da tensão total. Assim, neste cenário, pode-se controlar somente a tensão no barramento total de saída.

Um circuito equivalente para o desenvolvimento do controle é mostrado na Figura 3.23.

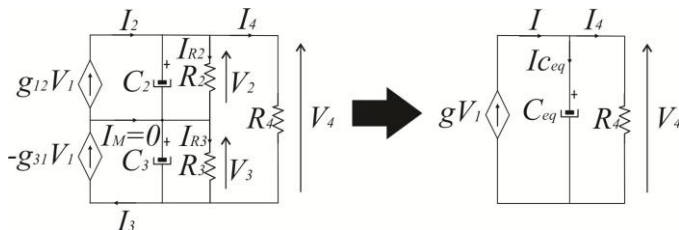


Figura 3.23: Simplificação do circuito de saída do conversor para determinação do controle.

Este circuito é encontrado fazendo-se as seguintes considerações:

- ✓ O transformador é totalmente simétrico;
- ✓ As resistências R_2 e R_3 são para descarga dos capacitores, logo têm valor muito elevado e podem ser desprezadas, pois suas correntes são baixíssimas;
- ✓ A corrente que passa nas fontes em série é a mesma ($-g_{31}V_1 = g_{12}V_1 = gV_1$);
- ✓ $C_2 = C_3 = C$, então $C_{eq} = C/2$.

Da Figura 3.23 (b) tem-se (3.58), que após aplicar-se uma perturbação em torno do ponto de operação e desprezarem-se os termos de segunda ordem chega-se a (3.59).

$$I = gV_1 \quad (3.58)$$

$$\tilde{I} = \tilde{g}V_1 + g\tilde{V}_1 \quad (3.59)$$

Considerando a variação da tensão de entrada como uma perturbação do sistema, a função de transferência para controle da tensão de saída é determinada por (3.60).

$$\tilde{V}_4 = H_V(s)\tilde{I} \quad (3.60)$$

onde:

$$H_V(s) = \frac{R_4}{C_{eq}R_4S + 1} \text{ é a função de transferência da planta.}$$

Pode-se mostrar que $\psi(\tilde{\varphi}) = \tilde{\varphi}\left(1 - \frac{2\varphi}{\pi}\right)$. Assim, \hat{g} pode ser aproximado por (3.61), e a equação (3.60) é reescrita como (3.62).

$$\tilde{g} = k\tilde{\varphi}\left(1 - \frac{2\varphi}{\pi}\right) \quad (3.61)$$

$$\hat{V}_4 = H_V(s)G\hat{\varphi} \quad (3.62)$$

Onde G é o ganho no ponto de operação dado por (3.63).

$$G = k\tilde{\varphi}\left(1 - \frac{2\varphi}{\pi}\right)V_1 \quad (3.63)$$

Na Figura 3.24 mostra-se a malha de controle para a tensão de saída do conversor, onde k_v é o ganho do sensor de tensão, k_T representa todos os ganhos do laço direto (como por exemplo modulador phase-shif, modulador PWM, etc.)

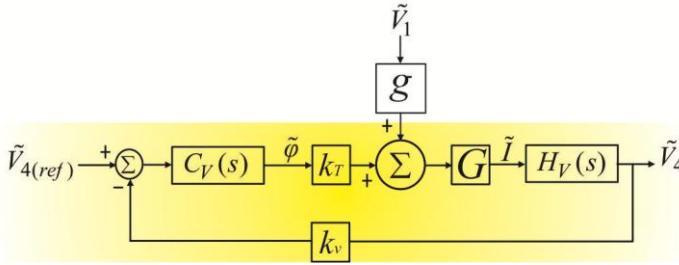


Figura 3.24: Malha de controle para a tensão de saída do conversor funcionando como um DAB.

3.3.3.3 DAB+DAB funcionando em uma rede cc-cc bipolar

Nessa situação, todas as portas do conversor podem fornecer e/ou receber potência. Destarte, neste cenário de operação as tensões no barramento total e no ponto médio devem ser controladas.

Considera-se novamente a Figura 3.20 e aplica-se uma perturbação no conjunto de equações (3.50), determinando-se assim (3.64).

$$\begin{cases} I_2 + \tilde{I}_2 = (g_{21} + \tilde{g}_{21})(V_1 + \tilde{V}_1) - (g_{32} + \tilde{g}_{32})(V_3 + \tilde{V}_3) \\ I_3 + \tilde{I}_3 = (g_{32} + \tilde{g}_{32})(V_2 + \tilde{V}_2) - (g_{31} + \tilde{g}_{31})(V_1 + \tilde{V}_1) \end{cases} \quad (3.64)$$

Resolvendo (3.64) e desprezando-se os termos de segunda ordem chega-se a (3.65).

$$\begin{cases} \tilde{I}_2 = g_{21}\tilde{V}_1 + \tilde{g}_{21}V_1 - g_{32}\tilde{V}_3 - \tilde{g}_{32}V_3 \\ \tilde{I}_3 = g_{32}\tilde{V}_2 + \tilde{g}_{13}V_1 - g_{31}\tilde{V}_1 - \tilde{g}_{31}V_1 \end{cases} \quad (3.65)$$

Adotando $\varphi_{ij} = \varphi_i - \varphi_j$, com $\varphi_1 = 0$ (referência angular), obtêm-se (3.66).

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{g}_{21} = k\tilde{\varphi}_{21} \left(1 - \frac{2|\varphi_{21_0}|}{\pi} \right) \\ \tilde{g}_{31} = k\tilde{\varphi}_{31} \left(1 - \frac{2|\varphi_{31_0}|}{\pi} \right) \\ \tilde{g}_{32} = \frac{k}{a} (\tilde{\varphi}_{31}A + \tilde{\varphi}_{21}B) \end{array} \right. \quad (3.66)$$

onde:

$$\left\{ \begin{array}{l} A = \left(1 - \frac{2|\varphi_{31_0}|}{\pi} \right) + \frac{2\varphi_{21_0}}{\pi} \\ B = \left(-1 - \frac{2|\varphi_{21_0}|}{\pi} \right) + \frac{2\varphi_{31_0}}{\pi} \end{array} \right. \quad (3.67)$$

Substituindo-se (3.66) em (3.65) e fazendo-se as devidas simplificações, chega-se a (3.68).

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{I}_2 = G_{11}\tilde{\varphi}_{21} + G_{12}\tilde{\varphi}_{31} + g_{21}\tilde{V}_1 - g_{32}\tilde{V}_3 \\ \tilde{I}_3 = G_{22}\tilde{\varphi}_{31} + G_{21}\tilde{\varphi}_{21} + g_{32}\tilde{V}_2 - g_{31}\tilde{V}_1 \end{array} \right. \quad (3.68)$$

em que

$$\begin{cases} G_{11} = \frac{kV_3}{a} \left[\left(1 - \frac{2|\varphi_{210}|}{\pi} \right) - \left(-1 - \frac{2|\varphi_{210}|}{\pi} \right) - \frac{a}{k} \frac{2\varphi_{310}}{\pi} \right] \\ G_{12} = \frac{kV_3}{a} \left[- \left(1 - \frac{2|\varphi_{310}|}{\pi} \right) - \frac{a}{k} \frac{2\varphi_{210}}{\pi} \right] \\ G_{21} = \frac{kV_2}{a} \left[\left(-1 - \frac{2|\varphi_{210}|}{\pi} \right) + \frac{a}{k} \frac{2\varphi_{310}}{\pi} \right] \\ G_{22} = \frac{kV_2}{a} \left[\left(1 - \frac{2|\varphi_{310}|}{\pi} \right) + \frac{a}{k} \frac{2\varphi_{210}}{\pi} - \left(1 - \frac{2|\varphi_{310}|}{\pi} \right) \right] \end{cases} \quad (3.69)$$

Desta forma, o modelo de pequenos sinais do conversor é apresentado na Figura 3.25. Observa-se que as correntes das portas 2 e 3 e consecutivamente suas tensões sofrem influências da variação da tensão da porta 1. Também, devido à regulação cruzada, as portas têm influências mútuas de tensão.

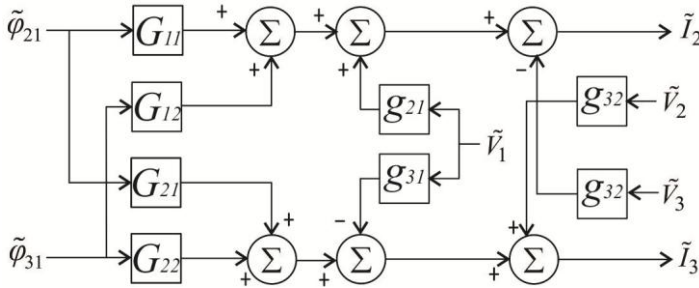


Figura 3.25: Modelo de pequenos sinais do conversor DAB+DAB.

Então para o controle da tensão de saída pode-se inicialmente ponderar como variável de controle apenas o ângulo de defasagem, fazendo-se uso de uma malha *feedback* e utilizar malhas de tensões separadas ou compartilhadas, como mostrado na Figura 3.26.

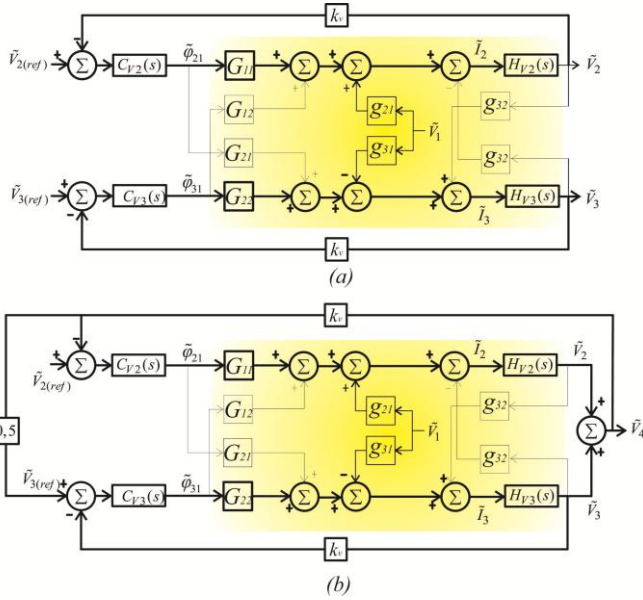


Figura 3.26: Controle das tensões de saída com compensador *feedback*; (a) malhas separadas; (b) malhas compartilhadas.

Outra sugestão de controle, proposta desta tese, é inserir uma malha *feedforward* para amenizar a interferência cruzada entre as tensões das portas. Na Figura 3.27 (a) e (b) mostra-se a inserção da malha *feedforward* na situação de malhas de tensões separadas e compartilhadas.

Na situação de malhas de tensões separadas, os compensadores X e Y são determinados por (3.70).

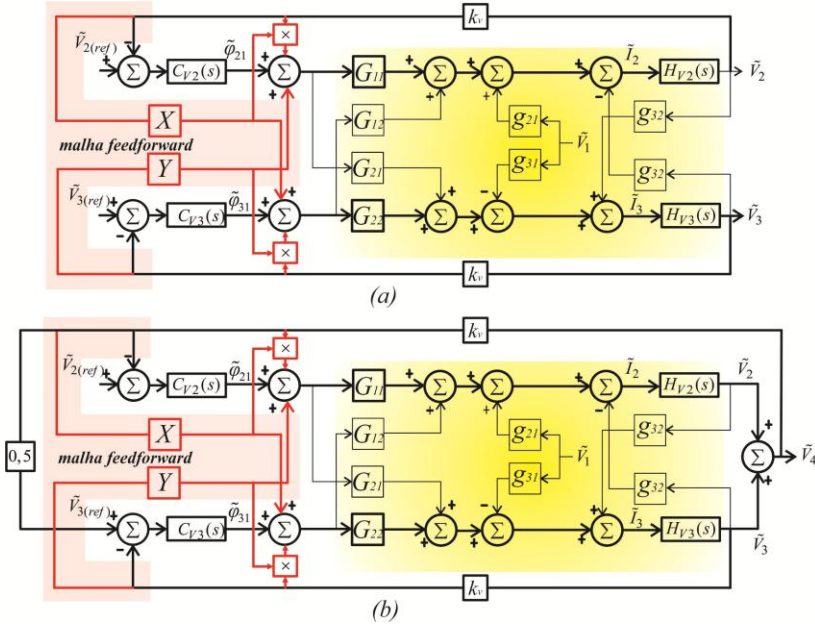


Figura 3.27: Controle das tensões de saída com malhas *feedback* e *feedforward*.

$$\begin{cases} X = \frac{-g_{32}}{G_{22}k_v} \\ Y = \frac{g_{32}}{G_{11}k_v} \end{cases} \quad (3.70)$$

Na situação onde as malhas de tensões são compartilhadas, considerando-se $\tilde{V}_4 = 2\tilde{V}_2$, o compensador X é determinado por (3.71).

$$X = \frac{-g_{32}}{2G_{22}k_v} \quad (3.71)$$

3.3.4 Discussão sobre os métodos de controle das tensões

3.3.4.1 Controle com malhas de tensões separadas

Nesta estratégia, é feito o sensoriamento das tensões das portas 2 e 3 separadamente, tratando o conversor como dois conversores com saídas independentes. Na Figura 3.28 mostra-se um diagrama ilustrando o circuito de saída.

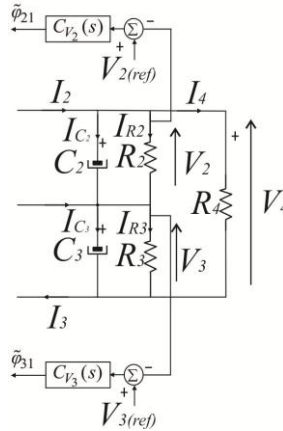


Figura 3.28: Controle das tensões por malhas separadas.

As funções de transferência das plantas são dadas por (3.72) e (3.73).

$$\Delta V_2 = \frac{R_2}{C_2 R_2 S + 1} \Delta I_2 \quad (3.72)$$

$$\Delta V_3 = \frac{R_3}{C_3 R_3 S + 1} \Delta I_3 \quad (3.73)$$

3.3.4.2 Controle com malhas de tensões compartilhadas

A diferença principal entre esta técnica e a anterior, é que nesta se utiliza uma malha de controle comum para ambas às saídas. A tensão total de saída é mensurada, e como possui uma ondulação reduzida, pode oferecer um controle com uma dinâmica mais rápida para a tensão V_4 .

Uma segunda malha de controle de tensão atua no outro ângulo de defasagem com o propósito de garantir o equilíbrio da tensão no ponto médio. Na Figura 3.29 mostra-se o um esquema ilustrativo deste cenário.

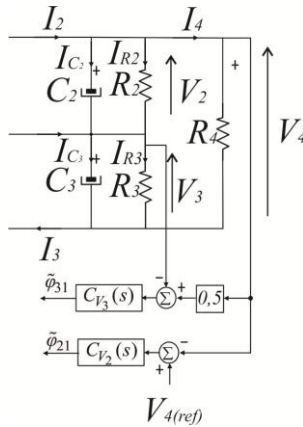


Figura 3.29: Controle com malhas de tensões compartilhadas.

Para que haja um desacoplamento entre as malhas, a malha de tensão do ponto médio deve possuir uma dinâmica relativamente lenta, em relação à malha de tensão do barramento total [81].

A função de transferência da porta 3 é encontrada de maneira similar à situação anterior, ou seja, utilizando a equação (3.73). A função de transferência da malha de tensão total determina-se impondo nula a corrente do ponto médio e adotando ($R_2=R_3=R_o$, $C_2=C_3=C$). Após isto obtém-se a função de transferência H_{V4} que é dada por (3.74).

$$H_{V_4}(s) = 2 \frac{R_o}{CR_o S + 1} \quad (3.74)$$

3.4 Resultados experimentais

Dois conversores DAB+DAB foram construídos e testados no laboratório. Na Tabela 1 mostram-se os dados do primeiro conversor. Os resultados experimentais foram realizados em malha aberta e malha fechada.

3.4.1 Resultados experimentais do DAB+DAB-1.

3.4.1.1 Malha aberta

Tabela 1: Dados do conversor DAB+DAB-1 construído.

Grandeza	Valores
$(V_1; V_2; V_3; V_o)$ tensões das portas	(50;100;100;200)V
$(L_1; L_2; L_3)$ indutâncias externas	(11;44;44) μH
a (razão entre espiras dos enrolamentos secundário e primário)	2
P (potência nominal)	500W
f_s (frequência de comutação)	50kHz
C_1, C_2 (capacitores de saída)	15 μF

Nos testes experimentais, o conversor foi submetido a uma potência de 140W. A corrente na indutância primária é mostrada na Figura 3.30. Na Figura 3.31 mostram-se as correntes nas indutâncias secundárias. As correntes nos indutores deveriam ter valores eficazes iguais. As discrepâncias destes são devidas às pequenas diferenças paramétricas nos indutores e enrolamentos dos transformadores.

Na Figura 3.32 mostram-se as tensões nas portas 2 e 3 (a porta 4 não tem carga) do conversor. Observa-se que as mesmas têm módulos iguais e são simétricas, o que caracteriza uma saída bipolar.

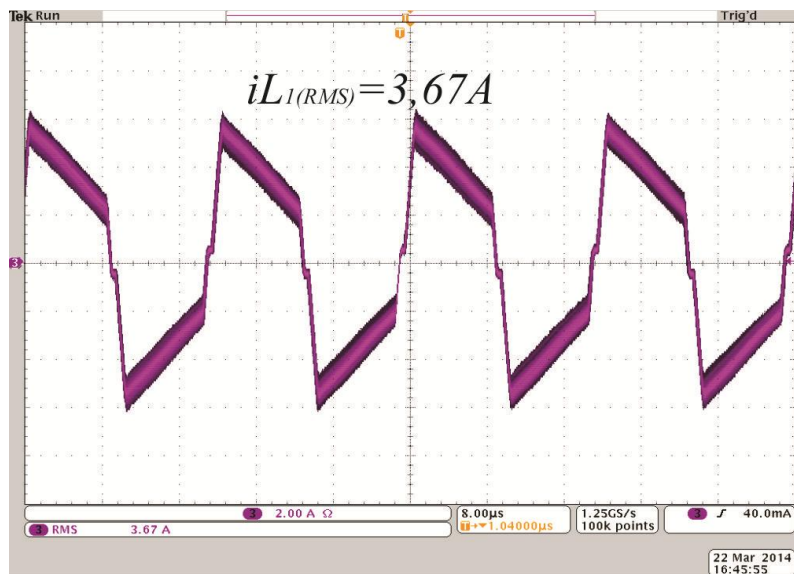


Figura 3.30: Corrente na indutância primária.

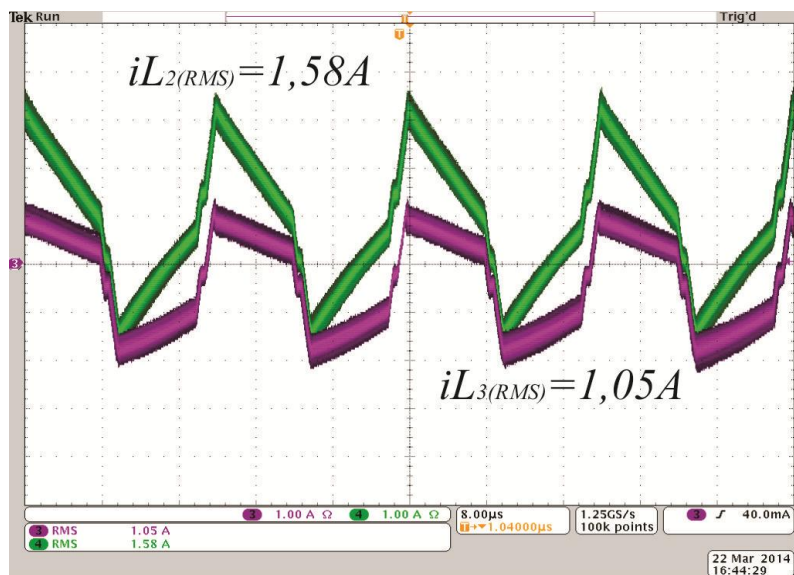


Figura 3.31: Correntes nas indutâncias secundárias.

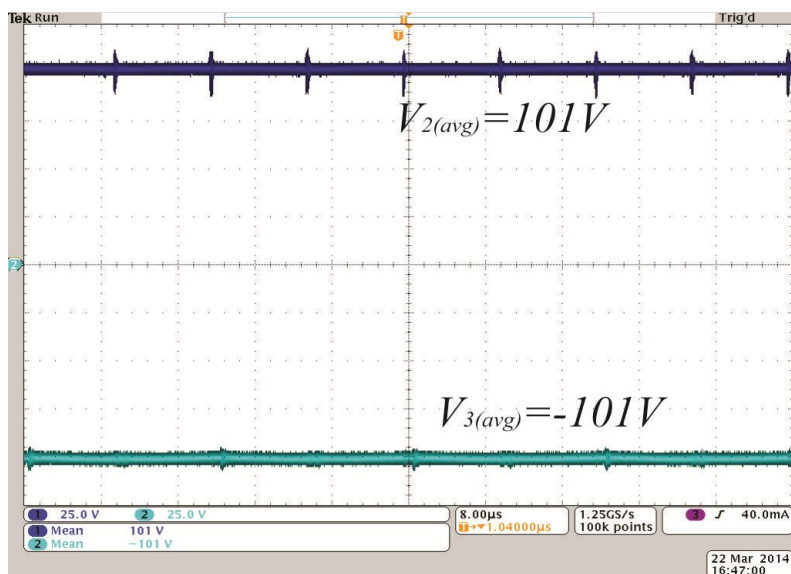


Figura 3.32: Tensões nas portas 2 e 3.

3.4.1.2 Malha Fechada

Inicialmente foram realizadas simulações computacionais com o conversor em malha fechada. A técnica escolhida foi a de malhas de tensões separadas, com e sem o compensador *feedforward* (Figura 3.26 (a) e Figura 3.27(a)). Foram dados degraus positivos e negativos de carga na porta 2.

Nas Figura 3.33, Figura 3.34 e Figura 3.35, mostram-se as tensões nas portas 2, 3 e 4 respectivamente. Observa-se que o compensador *feedforward* melhora a dinâmica do sistema, diminui os picos de tensões durante o transitório e reduz a influência da tensão de uma porta sobre a outra.

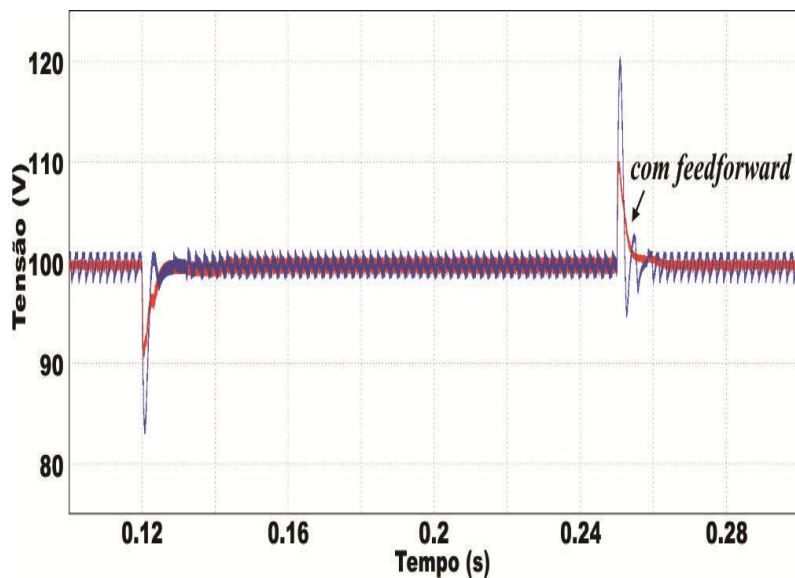


Figura 3.33: Tensão na porta 2 com degrau de carga (simulado).

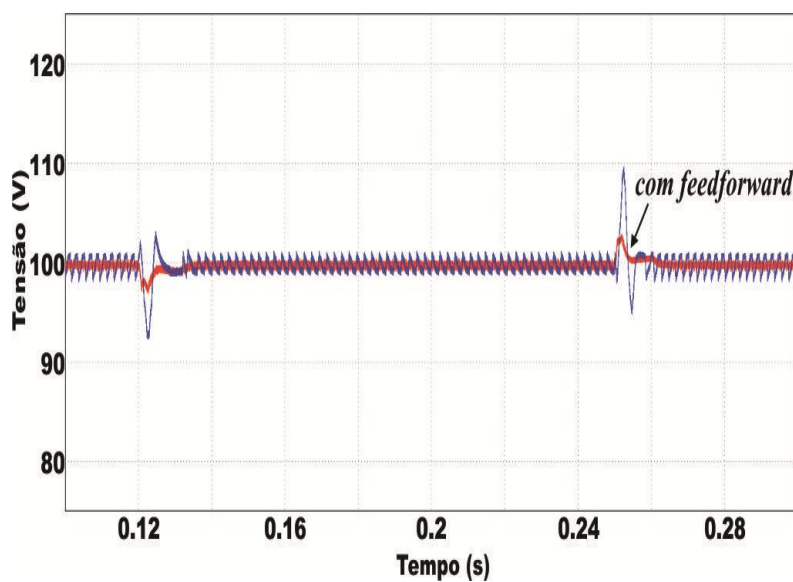


Figura 3.34: Tensão na porta 3 com degrau de carga na porta 2 (simulado).

Na Figura 3.36 mostra-se o resultado experimental para as tensões nas portas 2 e 3 e a corrente do ponto comum para o degrau de carga na porta 2. Ressalta-se que teoricamente, em condições de equilíbrio de carga a corrente I_M deveria ser nula. Na prática ela atingiu um valor de 650 mA, fato este que certamente é influenciado pelos elementos reais do conversor que não são levados em consideração durante a modelagem.

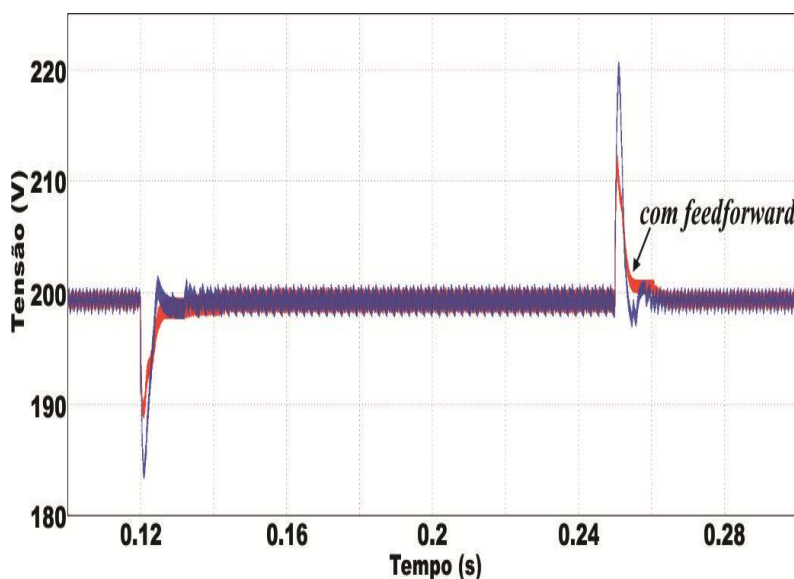


Figura 3.35: Tensão na porta 4 com degrau de carga na porta 2 (simulado).

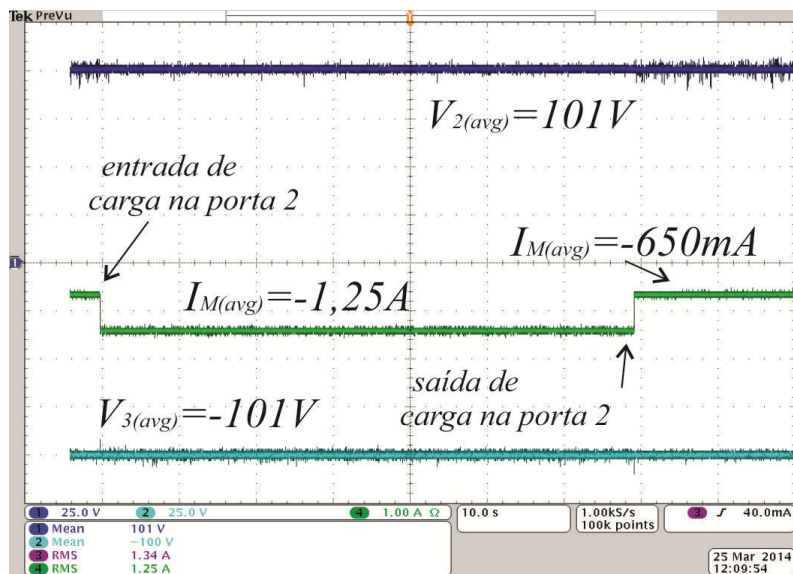


Figura 3.36: Tensão nas porta 2 e 3; corrente no ponto comum com degrau de carga na porta 2 (experimental).

No desequilíbrio de carga, a corrente I_M deveria atingir o valor dado por (3.75).

$$I_M = \frac{V_2}{R_2} - \frac{V_3}{R_3} = \frac{100}{140} - \frac{100}{70} = -0,7142A \quad (3.75)$$

Todavia, devido ao pequeno desvio já existente de corrente, a mesma atinge o valor de $-1,25 A \approx (-0,7142 - 0,65)$.

Em malha aberta a tensão na porta 2 seria menor, todavia em malha fechada observa-se que o sistema de controle mantém a tensão nas portas nos valores pré-defenidos.

Outro fator a ser destacado é que apesar de nos resultados de simulação haver perturbação nas tensões das portas devido ao transitório de carga, na prática esse fenômeno não foi observado. Logo, o controle não exigiu a inserção do compensador *feedforward*.

3.4.2 Resultados experimentais em malha fechada do conversor DAB+DAB-2.

Na Tabela 2 mostram-se os dados do segundo conversor. Os resultados experimentais foram realizados em malha fechada. A diferença entre os dois conversores montados são as tensões nas portas e a potência processada.

Tabela 2: Dados do conversor DAB+DAB-2 construído.

Grandeza	Valores
$(V_1; V_2; V_3)$ tensões das portas	(400;190;190)V
$(L_1; L_2; L_3)$ indutâncias externas	(185;45;45) μH
a (razão entre espiras dos enrolamentos secundário e primário)	1:0,475;0,475
P (potência nominal)	1000kW;500W;500W
f_s (frequência de comutação)	50kHz
C_2, C_2 (capacitores de saída)	15 μF

Na Figura 3.37 mostra-se as tensões nas portas, de entrada V_1 , e saída (V_2 e V_3). Observa-se que a tensão na porta 2 é regulada exatamente em 190 V, todavia a tensão na porta 3, tem 4 V a menos que o esperado. Neste momento a potência demandada do conversor é muito pequena. Na Figura 3.38 mostram-se as correntes nos indutores para esta situação.

Quanto ao erro de tensão na porta 3, verificou-se que este era inserido pelo sistema de condicionamento da tensão desta porta. Aumentando um pouco a tensão de referência na malha de controle, o erro foi corrigido.

Quando o conversor processava 800 W nas portas de saída (400 W na porta 2 e 400 W na porta 3), as tensões e correntes nestas portas foram obtidas e são mostradas na Figura 3.39. Observa-se que a tensão de saída é exatamente simétrica e as correntes são exatamente iguais.

Na Figura 3.40 mostra-se a situação na qual a potência na porta 3 é mantida em 400 W, todavia a potência na porta 2 é diminuída para 200 W. Novamente destaca-se que o sistema de controle cumpre seu papel mantendo as tensões exatamente simétricas e em seus valores desejados.

Na Figura 3.41 mostram-se as tensões e corrente nas portas de saída durante uma saída e entrada de carga na porta 2. Destaca-se que apesar da mudança de carga ter sido na porta 2, observa-se que a tensão na porta 3 é perturbada. Na Figura 3.42 é mostrado o protótipo do conversor DAB+DAB montado em bancada.

Ressalta-se que somente os indutores e o transformador são diferentes entre os dois protótipos montados.

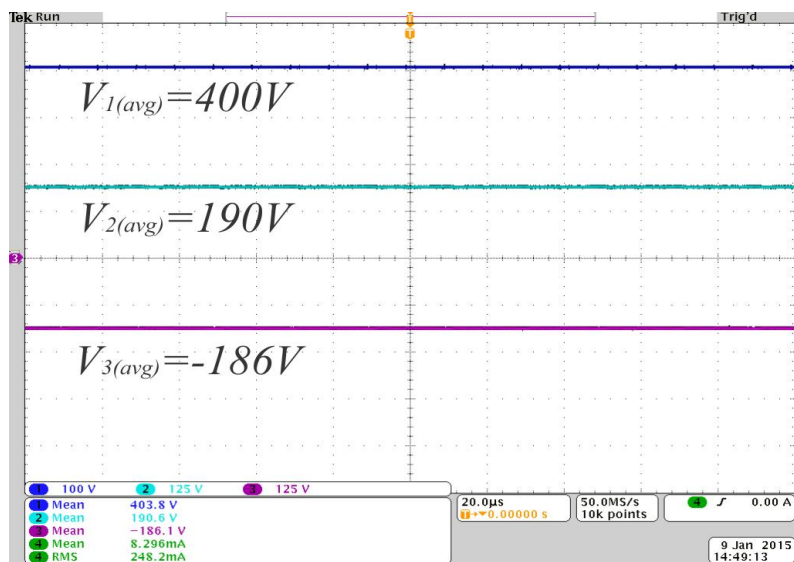


Figura 3.37: Tensão nas portas.

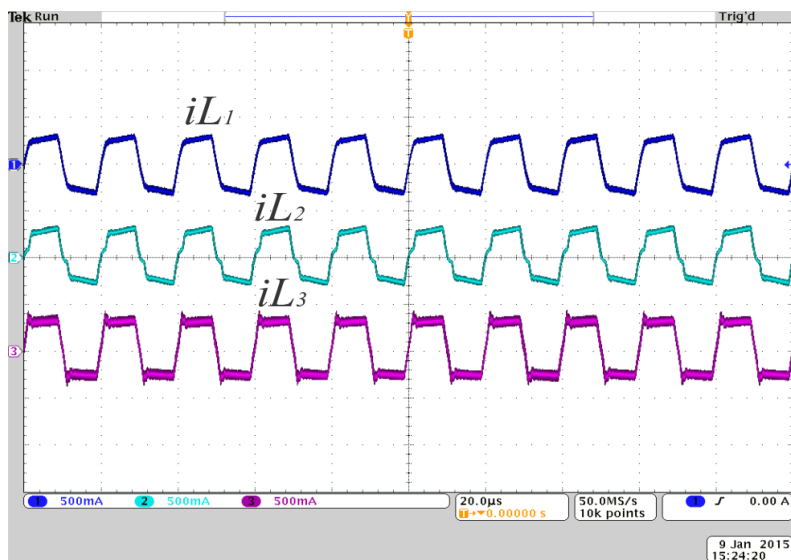


Figura 3.38: Corrente nos indutores.

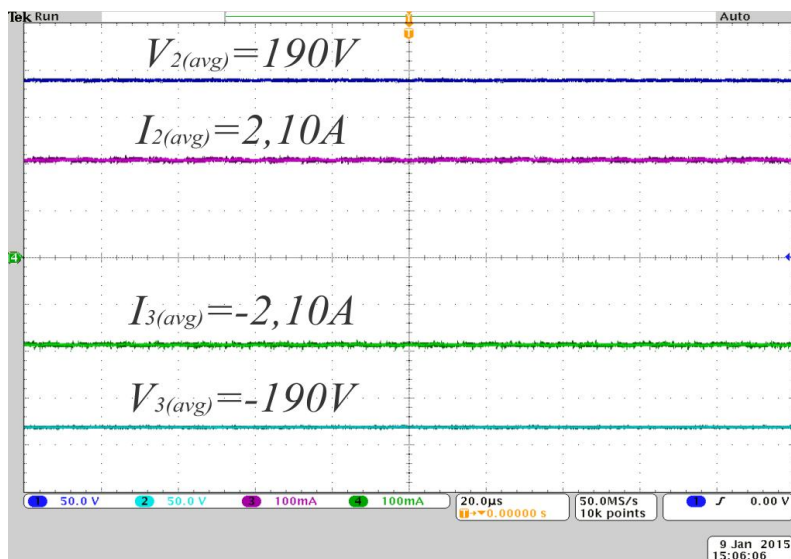


Figura 3.39: Tensão e corrente nas portas de saída com potência de 400 W nas portas 2 e 3 .

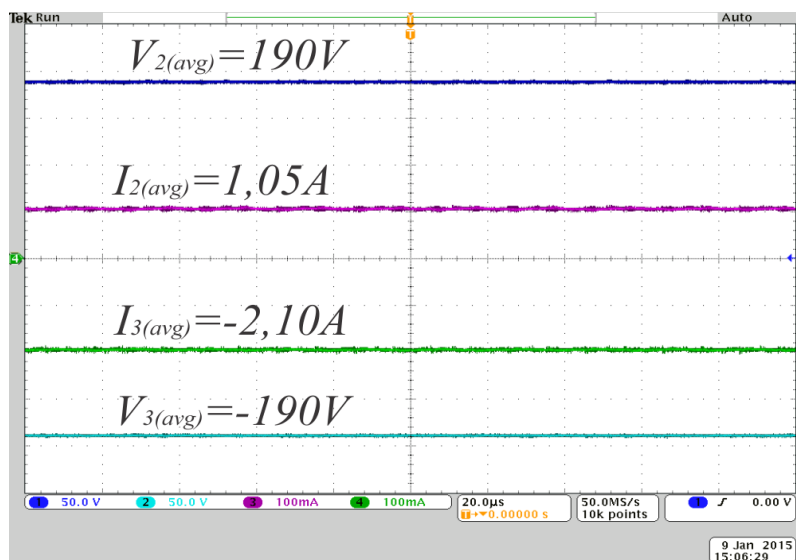


Figura 3.40: Tensão e corrente nas portas de saída com 200 W na porta 2 e 400 W na porta 3.

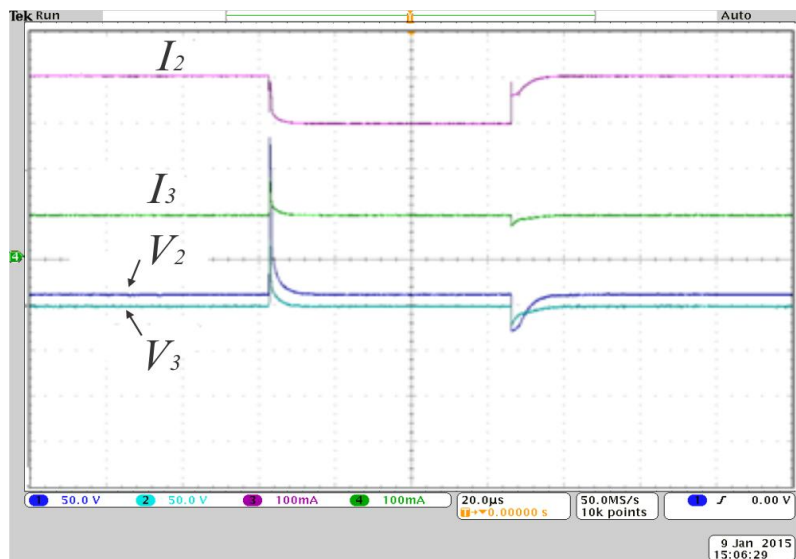


Figura 3.41: Tensão e corrente nas portas de saída durante o transitório de carga.

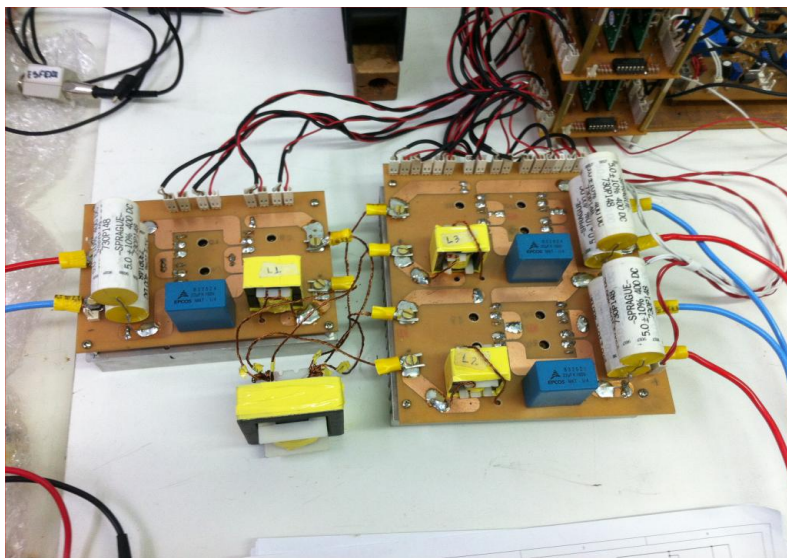


Figura 3.42: Foto do protótipo do DAB+DAB montado.

3.5 Comentários finais do capítulo

Neste capítulo uma nova família de conversores pertencente à família MAB é introduzida. O conversor, denominado DAB+DAB, é analisado. Este conversor possui o dobro do ganho de um conversor DAB convencional, e quando comandado com modulação adequada pode fornecer uma tensão bipolar. Os semicondutores do lado bipolar são submetidos à metade da tensão do barramento, o que é uma considerável vantagem.

Semicondutores de baixa tensão podem ter menores resistências ou menores quedas de tensão em condução quando comparados com alguns semicondutores equivalentes de maior tensão. Desta forma, comparando o conversor proposto com um DAB convencional equivalente, o conversor DAB+DAB pode não apresentar grandes perdas, apesar de possuir quatro semicondutores a mais.

Outra grande vantagem é a divisão da tensão final entre os enrolamentos do secundário do transformador. Transformadores com grande relação de transformação entre primário e secundário, consomem mais potência reativa da fonte do que um transformador equivalente com

vários enrolamentos secundários. Um estudo minucioso abordando perdas e a questão do transformador pode ser desenvolvido em trabalhos futuros.

Foi realizado também a modelagem e o controle do conversor DAB+DAB. Observou-se que o controle do conversor é realizado de forma fácil e simples, tanto funcionando como um DAB convencional ou como um *link* para redes cc bipolares. A malha de controle com *feedforward* mitiga a influência cruzada entre as tensões nas portas melhorando levemente a dinâmica do sistema.

O conversor mostrou-se eficiente alimentando cargas com diferentes potências nas portas 2 e 3, o que mostra sua potencialidade de ser utilizado em redes cc bipolares.

No próximo capítulo serão apresentados uma nova família de conversores ca-ca para serem utilizados em microrredes ca.

4 PROPOSTAS DE TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO TIPO A

4.1 Introdução

Este capítulo apresenta propostas de topologias monofásicas e trifásicas para serem utilizadas como SST tipo A. Uma característica marcante deste tipo de SST, como já colocado em capítulos anteriores, é o *link* magnético de alta frequência e a conversão direta, ou seja, não há etapas de acumulação de energia.

A semelhança das topologias propostas é o fato de todas derivarem de algum membro da família do conversor MAB. As topologias apresentadas podem operar de forma individual ou em conjunto, formando topologias mais complexas.

Para que as topologias possam operar da forma esperada, os interruptores utilizados são bidirecionais, conforme mostrado na Figura 4.1[82].

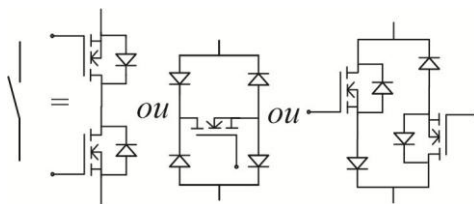


Figura 4.1: Interruptores bidirecionais utilizados.

A opção por um ou outro interruptor vai depender principalmente da potência processada pela topologia. Fatores como perdas e resposta dinâmica também devem ser levados em conta. Neste trabalho esses pontos não serão estudados.

4.2 Topologias propostas

Nos itens seguintes são apresentados os conversores propostos, onde também faz-se uma explanação sobre os mesmos. Frisa-se que todas as topologias mostradas no capítulo anterior, podem funcionar

como conversores ca-ca apenas mudando apenas os interruptores das mesmas.

4.2.1.1 DAB CA-CA com ponto médio

O primeiro conversor proposto é apresentado na Figura 4.2. A estrutura diferencia-se do proposto por Hengsi em [25] pela inserção de um ponto médio no transformador.

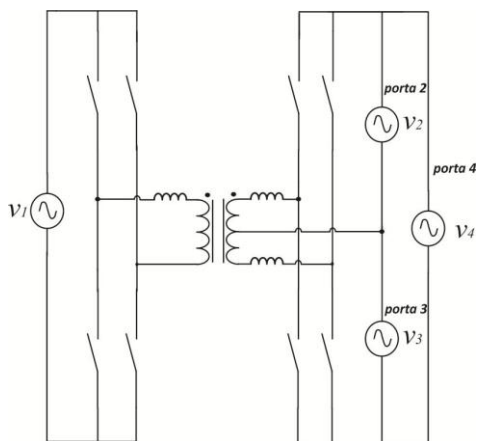


Figura 4.2: SST DAB CA-CA com ponto médio.

Esta alteração possibilita o aparecimento de mais duas portas. Desta forma, a nova topologia é um DAB ca-ca com quatro portas. Detalhes, estudos e simulações desta topologia serão apresentados em um item específico deste capítulo.

4.2.1.2 DHB ca-ca

A segunda topologia proposta é apresentada na Figura 4.3. A mesma é um DHB (*Dual Half Bridge*) ca-ca. Esta topologia apresenta metade da quantidade de semicondutores da topologia anterior. O inconveniente é o fato dos interruptores dessa topologia terem que suportar a tensão total do barramento.

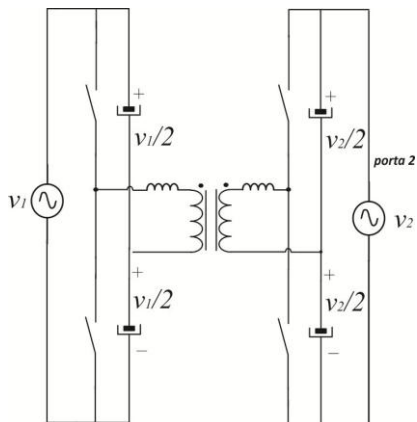


Figura 4.3: SST DHB ca-ca.

Entretanto, para pequenas potências é uma topologia que possui grandes atrativos como menos acessórios de drives, menor perda etc. Porém as correntes eficazes nos capacitores devem ser cuidadosamente avaliadas e consideradas.

4.2.1.3 Mista ca-ca

A terceira topologia é apresentada na Figura 4.4. Esta estrutura é formada por um conversor ponte completa e um conversor meia ponte com um braço capacitivo, ambos ligados da forma *back-to-back* através de um transformador.

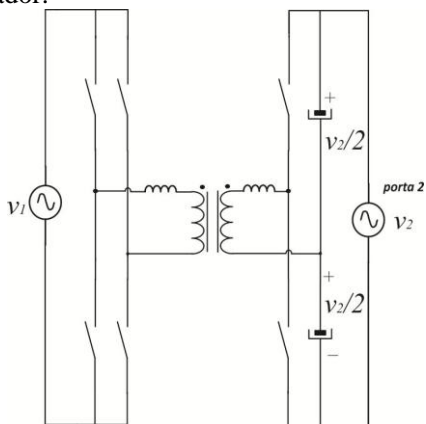


Figura 4.4: SST misto ca-ca.

Observando-se a estrutura, percebe-se que a mesma é formada pela metade dos conversores DAB e DHB (*Dual Half Bridge*).

A vantagem da estrutura em relação à anterior, é que para mesma potência as chaves da ponte completa conduzirão menor corrente que o meia ponte. Todavia, os interruptores alocados no lado onde existe o braço capacitivo estão submetidos à tensão total do barramento, o que não é atrativo se este lado for o de mais alta tensão. Novamente, a corrente eficaz nos capacitores deve ser considerada quando da utilização dessa estrutura.

4.2.1.4 Mista ca-ca com saída série

Uma alternativa para utilização da topologia apresentada na Figura 4.4 é a estrutura mostrada na Figura 4.5. Nesta topologia são colocadas em série as duas saídas em meia ponte. Desta forma, os semicondutores de cada conversor em meia ponte são submetidos à metade da tensão do barramento. Outra vantagem deste conversor é que a ligação em série possibilita a utilização de mais uma porta.

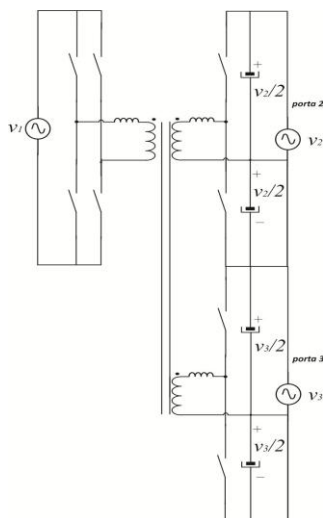


Figura 4.5: SST misto ca-ca com saída série.

4.2.1.5 DAB trifásico ca-ca

A topologia mostrada na Figura 4.6 deriva diretamente do DAB trifásico convencional cc-cc.

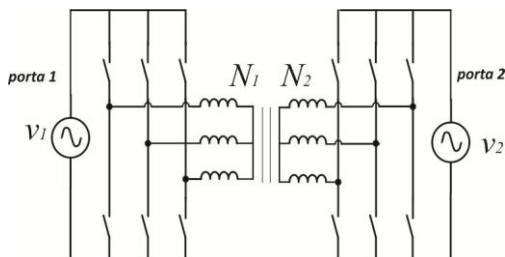


Figura 4.6: SST DAB trifásico ca-ca.

A mesma possui alta densidade de potência, apesar do considerável número de semicondutores. Porém se for utilizada chave bidirecional, do tipo quatro diodos e um interruptor, a quantidade de interruptores comandados fica como o mesmo número do DAB trifásico convencional.

4.3 Modularidade das estruturas

Todas as estruturas propostas podem ser associadas em série/paralelo formando módulos, como mostrado na Figura 4.7. A associação pode se fazer necessária para aumentar a capacidade de corrente, de tensão ou ambos da estrutura.

Os módulos podem ser associados de forma a conceber uma estrutura trifásica Figura 4.8.

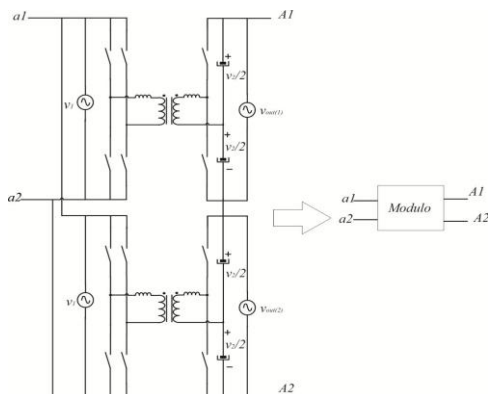


Figura 4.7: SST modular.

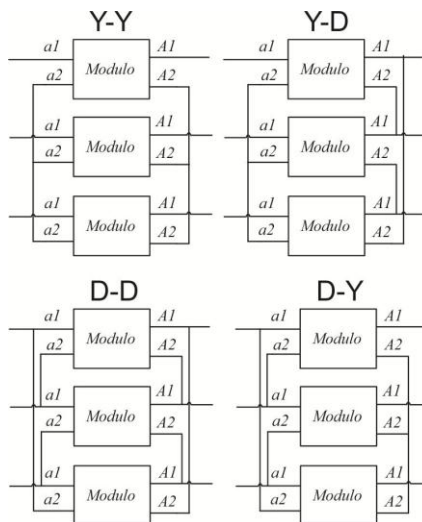


Figura 4.8: Estruturas trifásicas de SST's monofásicos.

4.4 Análise do DAB ca-ca com ponto médio

Na Figura 4.9 reapresenta-se o conversor DAB ca-ca proposto. Nessa figura, as fontes das portas 2,3 são substituídas por elementos RC. A fonte da porta 4 é substituída somente por uma carga R. Cada conjun-

to de semicondutores é acionado por pulsos de comando denominados V_{gi} , com $i=1,2,3,4$. Os indutores L_1, L_2 e L_3 representam as indutâncias de dispersão dos enrolamentos do transformador somadas às indutâncias externas para ajuste da potência de transmissão.

4.4.1 Modulação e etapas de operação

A estratégia de modulação é do tipo PWM a dois níveis e está esquematizada na Figura 4.10. Os sinais de comandos V_{g1} , V_{g2} , V_{g3} e V_{g4} são aplicados aos interruptores da estrutura. Os sinais V_{g1} e V_{g2} são complementares e comandam a primeira ponte do conversor, no lado primário. V_{g3} e V_{g4} são sinais de gatilho complementares que comandam a segunda ponte do conversor, no lado secundário. Estes sinais são defasados de φ radianos dos sinais da primeira ponte.

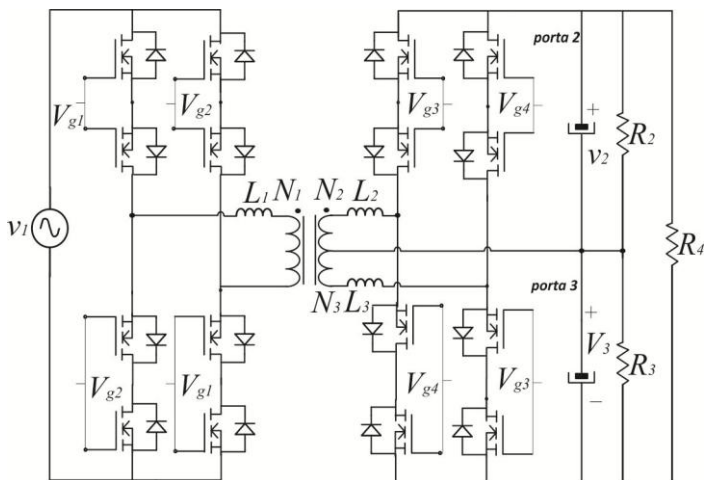


Figura 4.9: SST DAB ca-ca proposto.

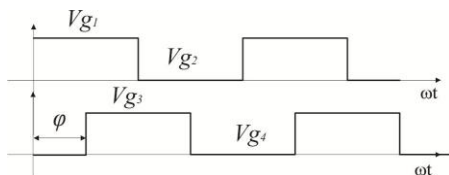


Figura 4.10: Modulação aplicada ao SST DAB ca-ca com ponto médio.

Os pulsos de comando têm uma razão cíclica constante de 50%. A tensão de saída é controlada pela diferença de fase entre a ponte do primário e do secundário, ou seja, entre os sinais de gatilho V_{g1} e V_{g3} . Esse tipo de controle é chamado de controle por variação de fase (*phase shift modulation*).

4.4.1.1 Etapas de operação

Existem doze etapas de operação para o conversor. Para análise, se apresentam as seis etapas do semiciclo positivo ($v_1 > 0$), pois no semiciclo negativo o processo se repete para as seis etapas restantes. Destaca-se que as observações foram feitas analisando um pequeno intervalo de tempo no semiciclo positivo de operação do conversor.

Para analisar as etapas, a carga da porta 4 foi retirada e considera-se que as portas 2 e 3 são fontes de tensão alternadas senoidais, com valores eficazes constantes e equilibradas, o que implica em $I_M = 0$.

Etapas 1: Nesta etapa, apresentada na Figura 4.11, os pulsos de comando V_{g1} e V_{g4} estão em nível alto. As correntes estão com sentido entrando nas fontes das portas, e em relação à corrente no indutor alocado no enrolamento primário, tem valores dado por (4.1). A corrente no indutor L_1 está decrescendo com taxa de variação dada por (4.2). Esta etapa finaliza quando a corrente neste indutor se anula.

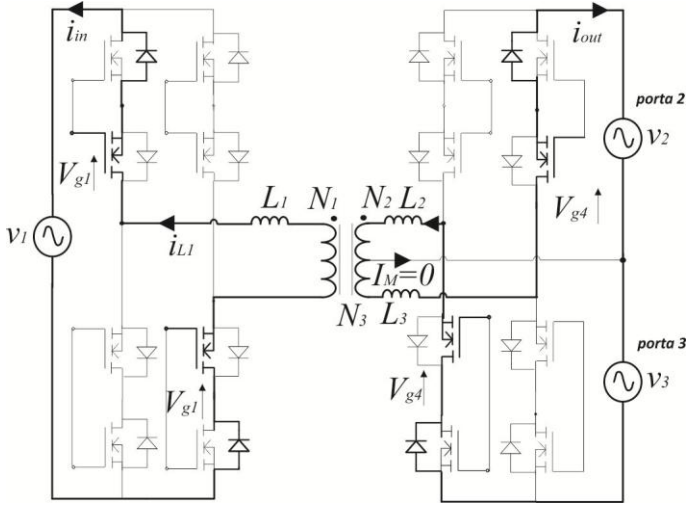


Figura 4.11: Etapa 1 do SST DAB ca-ca com ponto médio.

$$\begin{cases} i_{out}(\omega t) \frac{(N_2 + N_3)}{N_1} = -i_{L1}(\omega t) \\ i_{in}(\omega t) = i_{L1}(\omega t) \end{cases} \quad (4.1)$$

$$\frac{\partial i_{L1}(\omega t)}{\partial \omega t} = \frac{v_1 + v_2 \frac{N_1}{N_2}}{\omega L_x} \quad (4.2)$$

Etapa 2: Apresentada na Figura 4.12, nesta etapa os pulsos de comando V_{g1} e V_{g4} continuam ativos. As correntes nas fontes invertem de sentido em relação à etapa anterior. Em função da corrente no indutor, as correntes nas fontes são dadas por (4.3). A corrente no indutor L_1 agora cresce com a taxa de variação dada por (4.4). Esta etapa finaliza quando as chaves do outro braço do conversor secundário são comandadas a conduzir.

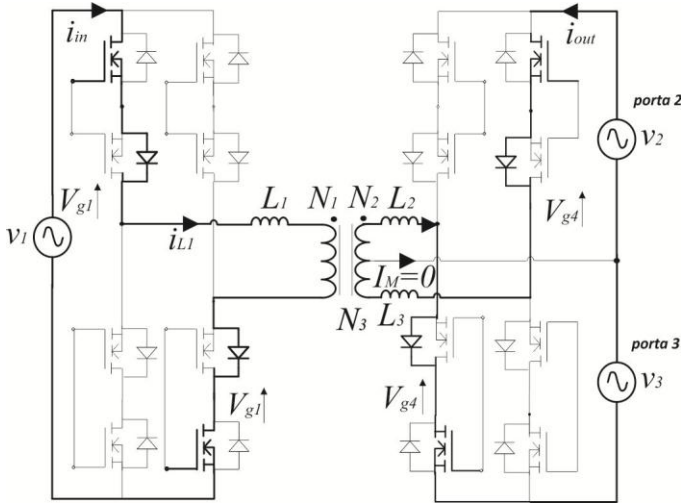


Figura 4.12: Etapa 2 do SST DAB ca-ca com ponto médio.

$$\begin{cases} i_{out}(\omega t) \frac{(N_2 + N_3)}{N_1} = -i_{L1}(\omega t) \\ i_{in}(\omega t) = i_{L1}(\omega t) \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\frac{\partial i_{L1}(\omega t)}{\partial \omega t} = \frac{v_1 + v_2 \frac{N_1}{N_2}}{\omega L_x} \quad (4.4)$$

Etapa 3: Representada pela Figura 4.13, esta etapa é caracterizada pela ativação dos pulsos de comando do outro braço da ponte secundária. No início desta etapa, o ângulo de condução, contando desde o início da primeira etapa é igual ao ângulo de defasagem entre as tensões sob o transformador ($\omega t = \varphi$). Em relação à corrente no indutor L_1 , as correntes nas portas são dadas por (4.5). A corrente no indutor L_1 cresce com uma taxa mais suave dada por (4.6). Esta etapa termina com a habilitação do pulso de comando do outro braço da ponte primária.

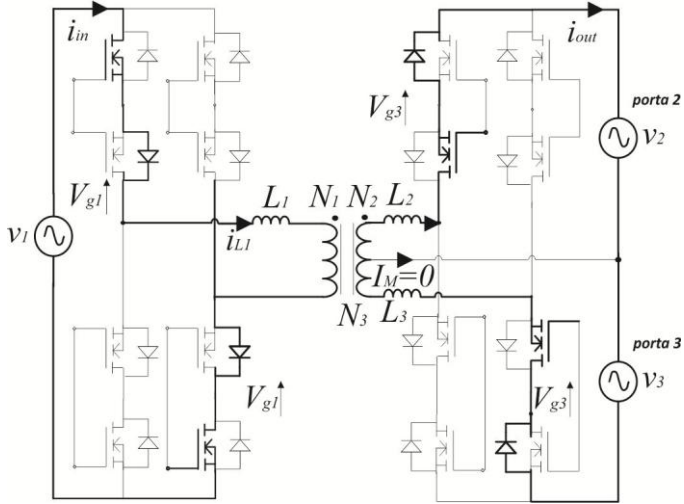


Figura 4.13: Etapa 3 do SST DAB ca-ca com ponto médio.

$$\begin{cases} i_{out}(\omega t) \frac{(N_2 + N_3)}{N_1} = i_{L1}(\omega t) \\ i_{in}(\omega t) = i_{L1}(\omega t) \end{cases} \quad (4.5)$$

$$\frac{\partial i_{L1}(\omega t)}{\partial \omega t} = \frac{v_1 - v_2 \frac{N_1}{N_2}}{\omega L_x} \quad (4.6)$$

Etapa 4: Mostrada na Figura 4.14, esta etapa é caracterizada pela inversão do sentido da corrente na fonte v_1 , e considerando a contagem do tempo a partir da origem ($\omega t = 0$), o ângulo de condução agora é ($\omega t = \pi$). As correntes nas portas, em função da corrente no indutor são dadas por (4.7). A corrente no indutor começa a decrescer com uma taxa de variação dada por (4.8). Esta etapa finaliza quando a corrente no indutor L_1 se anular.

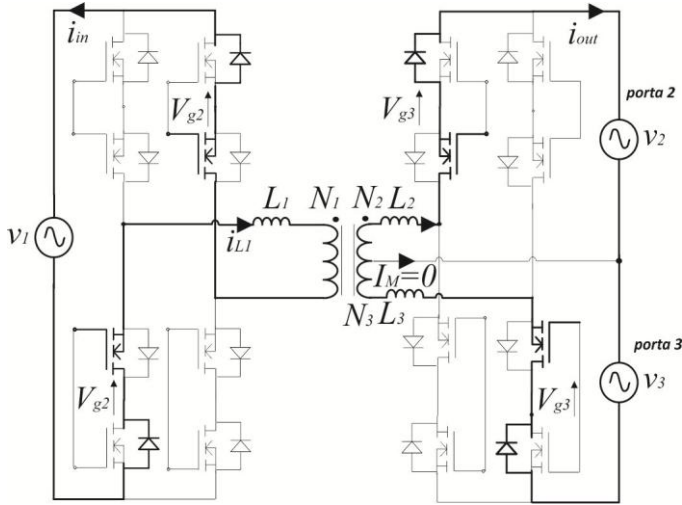


Figura 4.14: Etapa 4 do SST DAB ca-ca com ponto médio.

$$\begin{cases} i_{out}(\omega t) \frac{(N_2 + N_3)}{N_1} = i_{L1}(\omega t) \\ i_{in}(\omega t) = -i_{L1}(\omega t) \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\frac{\partial i_{L1}(\omega t)}{\partial \omega t} = - \frac{v_1 + v_2}{\omega L_x} \frac{N_1}{N_2} \quad (4.8)$$

Etapa 5: Na quinta etapa, mostrada na Figura 4.15, as correntes nas portas em função da corrente no indutor L_1 são dadas por (4.9). A corrente no indutor L_1 tem um crescimento negativo regido pela taxa de variação dada em (4.10). Esta etapa finaliza quando o outro braço do conversor secundário é comandado a conduzir.

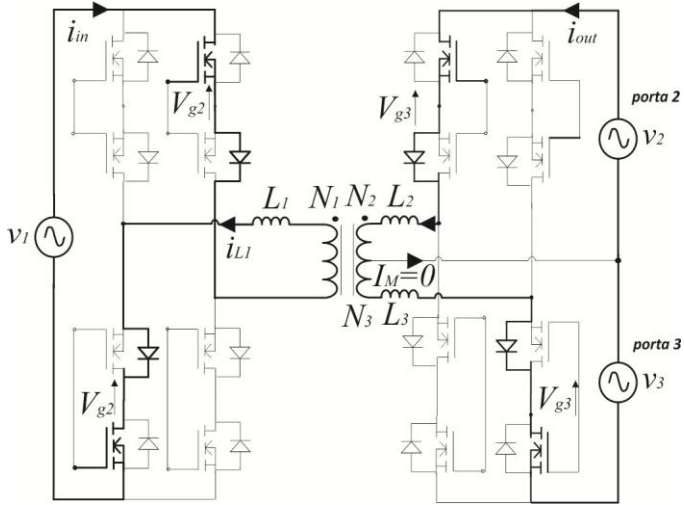


Figura 4.15: Etapa 5 do SST DAB ca-ca com ponto médio.

$$\begin{cases} i_{out}(\omega t) \frac{(N_2 + N_3)}{N_1} = i_{L1}(\omega t) \\ i_{in}(\omega t) = -i_{L1}(\omega t) \end{cases} \quad (4.9)$$

$$\frac{\partial i_{L1}(\omega t)}{\partial \omega t} = - \frac{v_1 + v_2}{\omega L_x} \frac{N_1}{N_2} \quad (4.10)$$

Etapa 6: Esta etapa, a última dentro do período de comutação do conversor, é apresentada na Figura 4.16. As correntes nas portas são dadas por (4.11). A corrente no indutor L_1 possui uma taxa de variação dada por (4.12). O final desta etapa coincide com o período de comutação da estrutura.

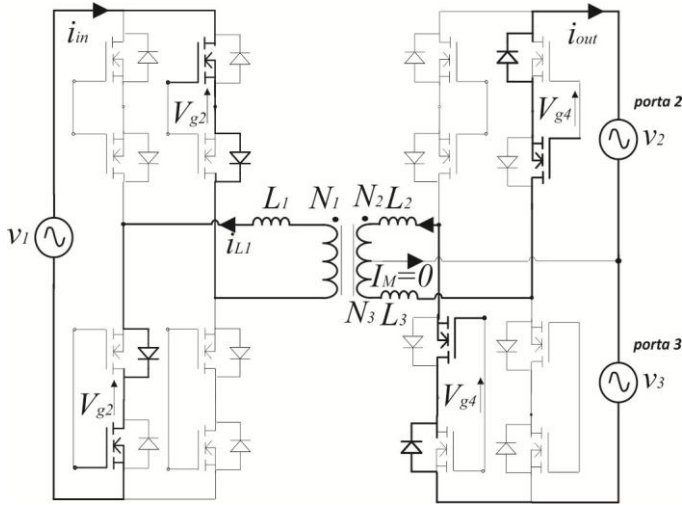


Figura 4.16: Etapa 6 do SST DAB ca-ca com ponto médio.

$$\begin{cases} i_{out}(\omega t) \frac{(N_2 + N_3)}{N_1} = -i_{L1}(\omega t) \\ i_{in}(\omega t) = -i_{L1}(\omega t) \end{cases} \quad (4.11)$$

$$\frac{\partial i_{L1}(\omega t)}{\partial \omega t} = - \frac{v_1 - v_2}{\omega L_x} \frac{N_1}{N_2} \quad (4.12)$$

As principais formas de onda da estrutura são apresentadas na Figura 4.18. Mostram-se as tensões nas portas de entrada e saída com suas respectivas correntes. Destaca-se um determinado intervalo, compreendido na frequência de comutação, onde são visualizadas e analisadas as etapas de operação do conversor.

Para que o conversor drene da fonte de alimentação uma corrente senoidal, torna-se necessário a inserção de um filtro LC de entrada (como comentado anteriormente). Da mesma forma, para que este forneça uma corrente senoidal à carga, um filtro capacitivo deve ser inserido na saída, formando um par RC com a carga. Sob essas condições, o novo desenho do conversor fica como mostrado na Figura 4.17, e as formas

de onda das correntes são mostradas na Figura 4.19. Enfatiza-se que a inserção dos filtros não muda as etapas de operação da estrutura.

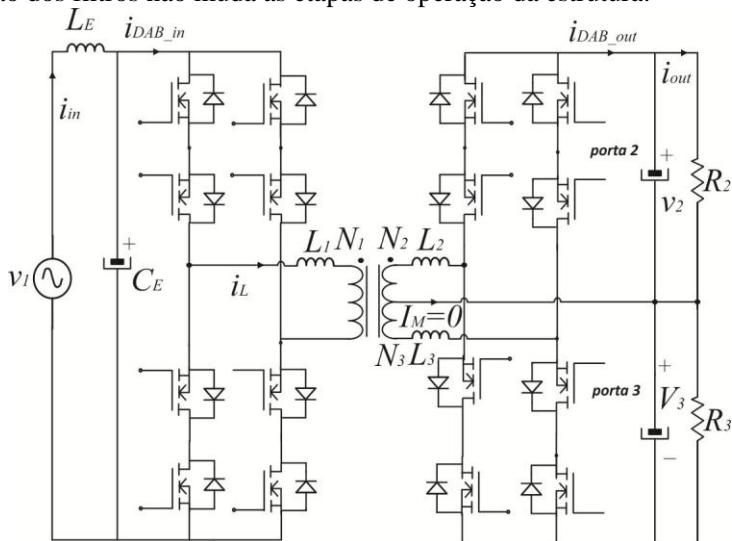


Figura 4.17: Conversor DAB ca-ca com ponto médio e filtros de entrada e saída.

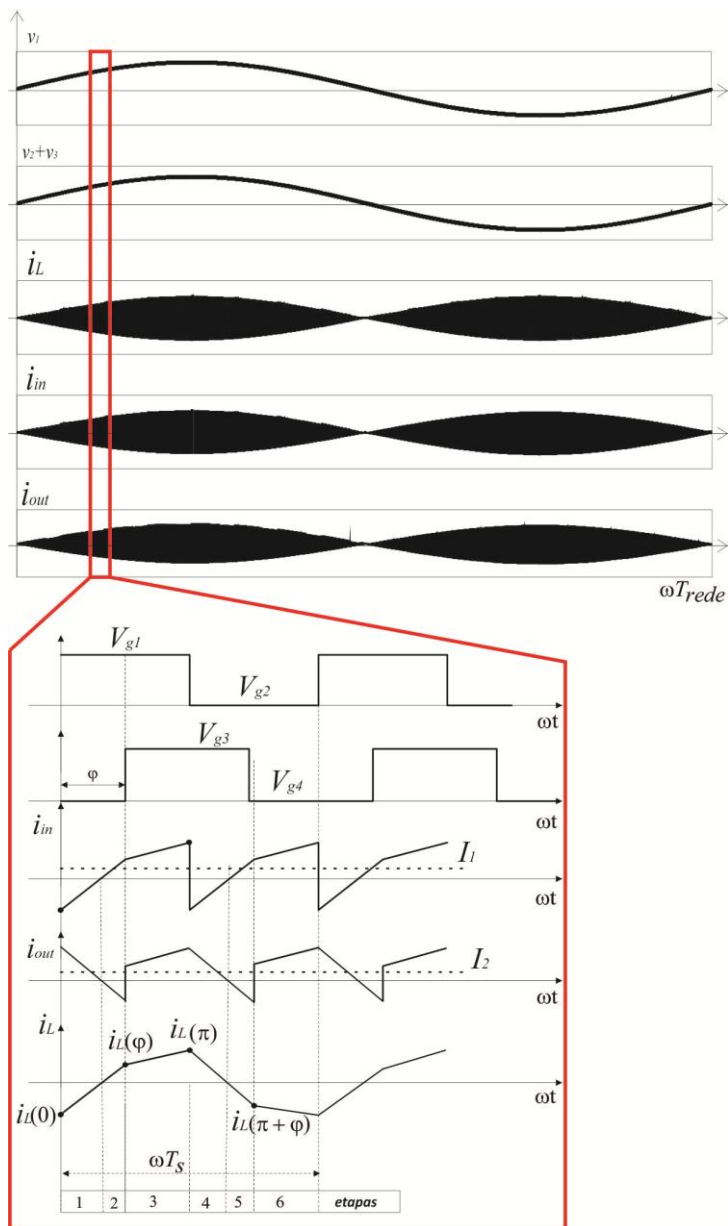


Figura 4.18: Principais formas de onda SST DAB ca-ca com ponto médio

sem filtro de entrada (para $v_1 > v_2 + v_3$).

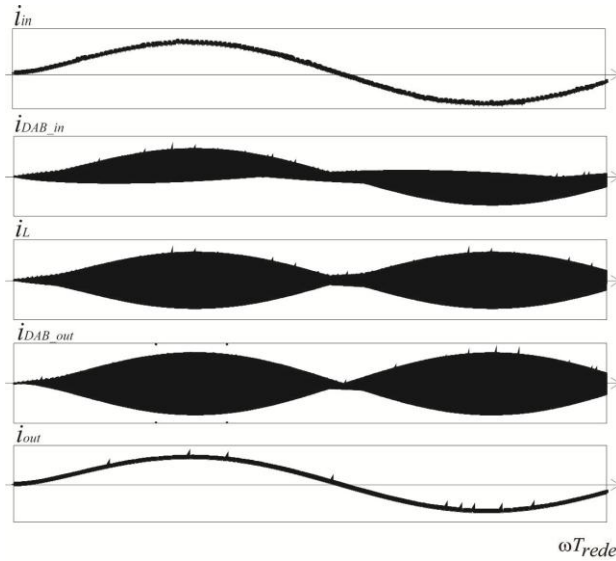


Figura 4.19: Conversor DAB ca-ca com ponto médio e filtros de entrada e saída.

4.4.2 Figuras de mérito do conversor

Neste item são tecidos comentários sobre algumas figuras de mérito do conversor.

4.4.2.1 Filtro passa baixa L_E , C_E

Na literatura existe uma série de configurações para filtros de entrada com o intuito de minimizar efeitos eletromagnéticos. Devido à baixa complexidade e elevada eficiência, o filtro passivo tipo LC é uma opção que merece ser avaliada. Este tipo de filtro é apresentado na Figura 4.20. O projeto dos componentes utilizados para o filtro é realizado para uma determinada frequência de corte, a qual deve ser situada abaixo da frequência de operação do conversor e acima da frequência da rede.

O projeto deste tipo de filtro inicia-se com a determinação do ganho de tensão dada pela equação (4.13), onde ξ representa o coeficiente

de amortecimento e ω_c a frequência de corte do filtro dada por (4.14). Estes parâmetros devem ser atribuídos pelo projetista.

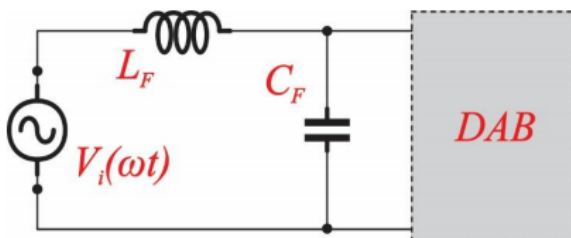


Figura 4.20: Filtro passivo LC empregado ao conversor DAB ca-ca.

$$G_F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\omega_c \xi s + \omega_c^2} \quad (4.13)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_F C_F}} \quad (4.14)$$

De maneira geral, adota-se um valor de ω_c de no mínimo 50 vezes maior que a frequência da rede de entrada. Com isso, garante-se que o filtro atenua componentes harmônicas de alta frequência, sem interferir na componente fundamental da rede.

A Figura 4.21 apresenta o ganho do filtro de entrada em função da frequência, considerando diferentes coeficientes de amortecimento.

Com o objetivo de atenuar as componentes harmônicas geradas pelos elementos comutados, o filtro LC deve ser dimensionado para não apresentar ganho no decorrer da faixa de frequência da rede. Em virtude disto, o coeficiente de amortecimento ξ deste tipo de circuito deve ser maior que 0,7.

Considerando a potência demandada pelo conversor, o valor da indutância L_F e do capacitor C_F do filtro podem respectivamente, serem determinados a partir de (4.15) e (4.16).

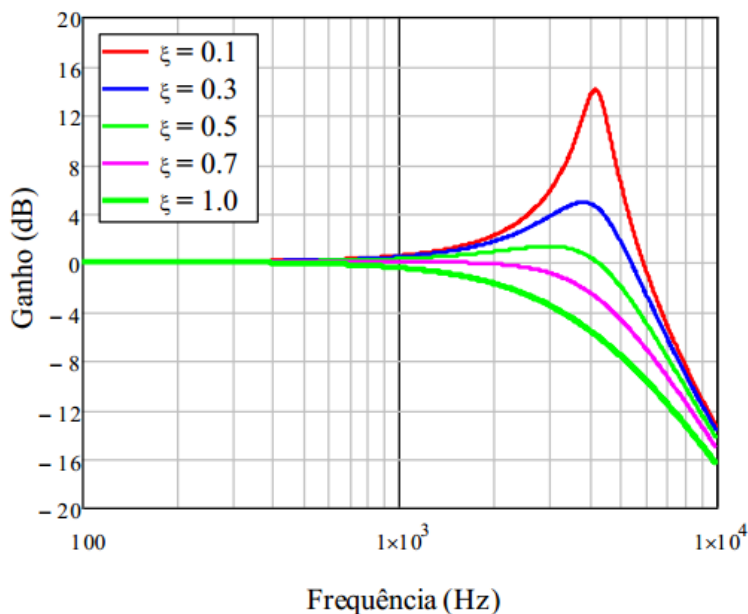


Figura 4.21: Ganho do filtro de entrada para diferentes coeficientes de amortecimento.

$$L_F = \frac{2\xi}{\omega_c} \left(\frac{V_{i(RMS)}^2}{P} \right) \quad (4.15)$$

$$C_F = \frac{1}{L_F \omega_c^2} \quad (4.16)$$

Destaca-se que a metodologia de dimensionamento do filtro LC pode ser aplicada a todos os conversores DAB ca-ca apresentados neste trabalho.

4.4.2.2 Determinação da indutância L_x

A indutância L_x das equações que regem as etapas de operação do conversor é determinada utilizando-se a mesma metodologia aplicada no capítulo 3, durante a análise da topologia 1. Dessa forma, considerando

que quando refletido para o enrolamento primário todas as indutâncias tem valor igual a L $\left(L = L_1 = L_2 (N_1/N_2)^2 = L_3 (N_1/N_3)^2\right)$, a indutância L_x tem valor determinado por (4.17).

$$L_x = L + \frac{L}{2} = 1,5L \quad (4.17)$$

4.4.2.3 Correntes nos indutores e na porta 1

A corrente no indutor L_1 , dentro de um período de comutação do conversor, é mostrada na Figura 4.22.

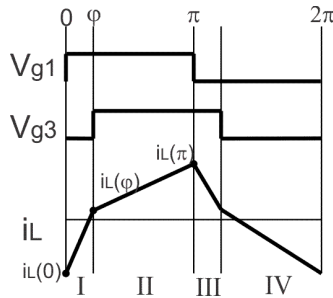


Figura 4.22: Corrente na indutância de transmissão.

Durante o primeiro intervalo, a corrente no indutor é obtida por meio (4.18), e durante o segundo intervalo, a corrente no indutor é dada por (4.19).

$$i_{L1}(\varphi) = i_{L1}(0) + \frac{v_1 + v_2}{\omega L_x} \frac{N_1}{N_2} \varphi \quad (4.18)$$

$$i_{L1}(\pi) = i_{L1}(\varphi) + \frac{v_{in} - v_2}{\omega L_x} \frac{N_1}{N_2} (\pi - \varphi) \quad (4.19)$$

Em regime permanente e dentro do período de comutação, a corrente no indutor é simétrica a cada meio período de chaveamento $i_{L1}(\pi) = -i_{L1}(0)$. Então $i_{L1}(0)$ e $i_{L1}(\varphi)$ são calculados por (4.20) e (4.21), respectivamente.

$$i_{L1}(0) = \frac{1}{2\omega L_x} \left[\frac{N_1}{N_2} v_2 \pi + v_2 (\pi - 2\varphi) - v_1 \pi \right] \quad (4.20)$$

$$i_{L1}(\varphi) = \frac{1}{2\omega L_x} \left[\frac{N_1}{N_2} v_2 \pi - v_1 (\pi - 2\varphi) \right] \quad (4.21)$$

A corrente eficaz drenada da fonte v_1 é determinada por (4.22), que depois de resolvida resulta em (4.23).

$$i_{in(ef)} = \frac{2}{\omega T_s} \left(\int_0^\varphi \left(\frac{v_1 + v_2 \frac{N_1}{N_2}}{\omega L_x} \theta + i_{L1}(0) \right) d\theta + \int_\varphi^\pi \left(\frac{v_1 - v_2 \frac{N_1}{N_2}}{\omega L_x} (\theta - \varphi) + i_{L1}(\varphi) \right) d\theta \right) \quad (4.22)$$

$$i_{in(ef)} = \frac{v_2 \frac{N_1}{N_2}}{\omega L_x} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (4.23)$$

Substituindo o valor de L_x em (4.23), e sabendo que $v_2 = v_3 = v_4 / 2$, e $v_4 = v_2 + v_3$, a corrente eficaz fornecida pela fonte de entrada fica definida por (4.24).

$$i_{in(ef)} = \frac{2}{3} \frac{N_1}{N_2} \frac{v_2}{\omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) = \frac{1}{3} \frac{N_1}{N_2} \frac{v_4}{\omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (4.24)$$

Então a corrente de pico na rede é determinada por (4.25).

$$i_{in(pico)} = \sqrt{2} \frac{1}{3} \frac{N_1}{N_2} \frac{v_4}{\omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (4.25)$$

A corrente eficaz no indutor L_1 é calculada apartir de (4.26), que depois de resolvida resulta em (4.27).

$$i_{L1(ef)}^2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[\int_0^\varphi \left(\frac{(v_1 + v_2 \frac{N_1}{N_2})}{\omega L_x} \theta + i_{L1}(0) \right)^2 d\theta + \int_\varphi^\pi \left(\frac{(v_1 - v_2 \frac{N_1}{N_2})(\theta - \varphi)}{\omega L_x} + i_{L1}(\varphi) \right)^2 d\theta \right] \quad (4.26)$$

$$i_{L1(ef)} = \frac{2}{3\omega L \sqrt{12\pi}} \sqrt{12v_1v_2(N_1/N_2)\varphi^2 - 8\varphi^3v_1v_2(N_1/N_2) - \dots - 2\pi^3v_1v_2(N_1/N_2) + v_1^2\pi^3 + v_2^2\pi^3(N_1/N_2)^2} \quad (4.27)$$

A corrente eficaz nos indutores L_2 e L_3 então são determinadas por (4.28).

$$i_{L2(ef)} = i_{L3(ef)} = \frac{1}{2} \frac{N_1}{N_2} i_{L1(ef)} \quad (4.28)$$

4.4.2.4 Corrente no ponto médio

A corrente eficaz no ponto médio ocorre devido ao desequilíbrio de cargas nas portas 2 e 3. Esta corrente é determinada pela equação (4.29).

$$I_M = \left| \frac{v_4}{2} \left(\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_2} \right) \right| \quad (4.29)$$

Em malha fechada, considerando a tensão mantida pelo sistema de controle e cargas resistivas conectadas nas portas, a corrente no ponto médio também pode ser determinada por (4.30).

$$I_M = \left| \frac{v_4}{2v_2^2} (P_3 - P_2) \right| \quad (4.30)$$

onde: P_3 e P_2 são as potências demandadas nas portas 3 e 2 respectivamente.

4.4.2.5 Potência demandada da porta 1

Aplicando-se a metodologia vista no capítulo 2, pode-se determinar o circuito equivalente do transformador conforme mostrado na Figura 4.23. Observa-se que as tensões das portas 2 e 3 possuem o mesmo ângulo de defasagem em relação à porta 1. Dessa forma, não há potência circulante entre essas portas ($P_{32} = 0$). Os fluxos de potência entre as portas 1 e 2, 1 e 3, são dados respectivamente por (4.31) e (4.32). Dessa forma, a potência demandada da porta 1 é determinada por (4.33).

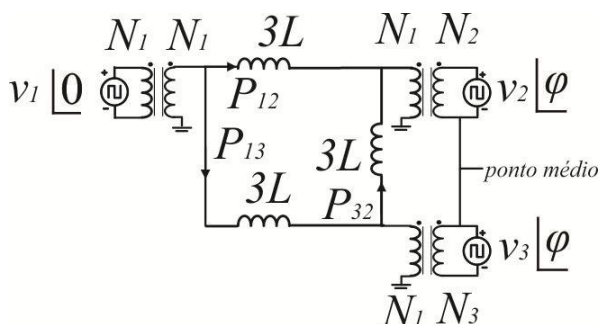


Figura 4.23: Circuito equivalente do transformador com ponto médio.

$$P_{12} = \frac{N_1}{N_2} \frac{v_1 v_2}{3\omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (4.31)$$

$$P_{13} = \frac{N_1}{N_3} \frac{v_1 v_3}{3\omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (4.32)$$

$$P_1 = P_{12} + P_{13} = \left[\frac{N_1}{N_2} \frac{v_1 v_2}{3\omega L} + \frac{N_1}{N_3} \frac{v_1 v_3}{3\omega L} \right] \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (4.33)$$

4.4.2.6 Determinação do filtro de saída capacitivo

O filtro de saída capacitivo possui uma impedância finita para a corrente alternada; logo, ele influencia na função de transferência que relaciona a tensão de entrada com a tensão de saída $\left(v_4(s) / v_1(s) \right)$. Assim, o mesmo deve ser determinado de tal forma que não influencie de maneira agressiva (na alta ou baixa frequência) na tensão de saída.

Uma alternativa para determinar os valores dos capacitores de filtro é utilizar a equação (4.33), que, adotando o conversor como sendo ideal, representa também a potência de saída (P_{out}), mostrada em (4.34).

$$P_1 = P_{out} = \frac{N_p}{N_s} \frac{v_1 v_4}{3\omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (4.34)$$

onde:

$$\begin{cases} N_p = N_1 \\ N_s = N_2 = N_3 \\ v_4 = v_2 + v_3 \end{cases} \quad (4.35)$$

A potência demandada nas portas de saída possui duas parcelas: uma devido à carga resistiva e outra devido ao filtro capacitivo, conforme mostrado na equação (4.36).

$$P_{out} = \frac{v_4^2}{R_{eq}} + \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} C_{eq} v_4^2 \right) = \frac{N_p}{N_s} \frac{v_1 v_4}{3\omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (4.36)$$

onde: R_{eq} , C_{eq} - representam a resistência e a capacitância equivalente vista pelo fluxo de potência oriundo da porta 1.

Estando as cargas equilibradas nas portas 2 e 3 (o que implica $I_M = 0$), o fluxo de potência vindo da porta 1 se divide igualmente entre os dois ramos que interligam as portas 2 e 3 à porta 1 (vide Figura 4.23); o que implica dizer que $P_{12} = P_{13}$. Assim, a porta 1 “enxerga” a porta 2 e a porta 3 como dois circuitos em paralelo (4.37).

$$\begin{cases} R_{eq} = \frac{R_2}{2} = \frac{R_3}{2} = \frac{R}{2} \\ C_{eq} = 2C_2 = 2C_3 = 2C \end{cases} \quad (4.37)$$

Levando-se essa informação para a equação (4.36), e resolvendo no domínio da frequência, determina-se que a função de transferência entre as tensões de saída e entrada é dada por (4.38).

$$H_o(s) = \frac{v_4(s)}{v_1(s)} = \frac{N_p}{N_s} \frac{1}{3\omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \frac{R/2}{s \frac{RC}{2} + 1} \quad (4.38)$$

Plotando-se o digrama de Bode da equação (4.38), o método de escolha do capacitor deve respeitar os seguintes critérios:

➤ Para a frequência da rede (f_{rede}), o filtro de saída não deve ter influência ou então influenciar minimamente na tensão de saída. Logo, para essa frequência o termo $\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} C_{eq} v_4^2 \right)$ pode ser ignorado na equação (4.36) e a resistência de carga é determinada como (4.39).

$$\left\{ R_2 = \frac{v_2^2}{0,5P_{out}}; \quad R_3 = \frac{v_3^2}{0,5P_{out}} \right. \quad (4.39)$$

➤ Para frequência de comutação, o filtro de saída deve possuir um ganho que atenua as variações de tensão segundo uma determinada especificação. Assim, os capacitores podem ser calculados a partir da ondulação de tensão tolerada na frequência de comutação, como mostrado em (4.40).

$$\Delta V_c = \frac{\Delta V_{cmáx}}{V_o} \Big|_{f=f_s} \leq \text{tolerância}(\%) \quad (4.40)$$

4.4.3 Modelagem e controle do conversor DAB ca-ca com ponto médio

Para que o conversor tenha sua tensão de saída regulada é necessária a adição de um compensador, de maneira que em malha fechada exista um método de controle. A essência do controle é que além de ter a tensão de saída regulada, as perturbações provenientes da fonte e da carga sejam rejeitadas ou minimizadas. Isso se traduz na minimização ou eliminação do erro entre a medição da tensão de entrada e a referência de tensão.

Como as portas 2 e 3, e consecutivamente a porta 4, possuem sempre o mesmo defasamento angular em relação à porta 1, somente controlando a tensão da porta 4 é possível controlar a tensão em todas as portas de saída. Desta forma, o controle resulta no circuito ilustrado na Figura 4.24.

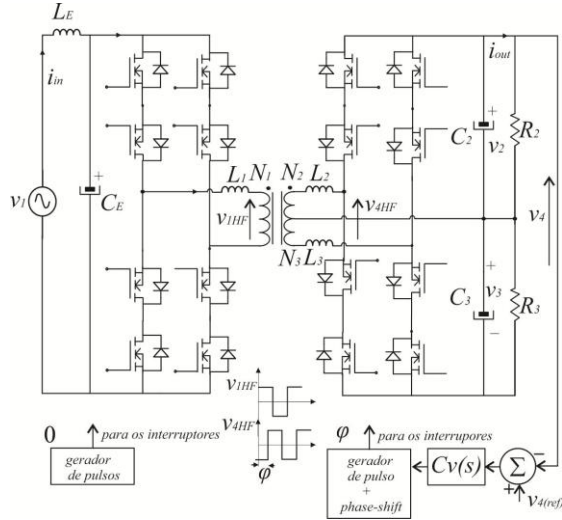


Figura 4.24: Circuito do conversor com ponto médio e controle de tensão.

Para o controle, um compensador proporcional integral (PI) é bastante utilizado quando existe a especificação da obtenção de erro nulo em regime permanente. Isso é normalmente atingido quando a referência de tensão é um sinal cc. Quando a referência, ou a perturbação, é um sinal ca de baixa frequência, é muito difícil se obter um erro nulo em regime permanente. Por consequência, outros compensadores são indicados para o controle, como por exemplo, o compensador proporcional ressonante (PR). O proporcional ressonante é um compensador que é equivalente ao compensador PI no sistema de coordenadas d-q, ou seja, alcança ganho infinito para uma determinada frequência de operação.

No presente trabalho escolheu-se o compensador PI, pois se optou por trabalhar com uma tensão de referência cc, proporcional à tensão eficaz da rede. Logo, na estratégia de controle existe um circuito que mede a tensão eficaz da rede.

O primeiro passo, então, é determinar a corrente eficaz de saída a partir da equação (4.34), que resulta em (4.41). Derivando em função do ângulo de defasagem, em torno de um ponto de operação, resulta em (4.42).

$$\dot{i}_{out(ef)} = \frac{N_p}{N_s} \frac{v_1}{3\omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (4.41)$$

$$\frac{\partial \dot{i}_{out(ef)}}{\partial \varphi} = G = \frac{N_p}{N_s} \frac{v_1}{3\omega L} \left(1 - \frac{2|\varphi_o|}{\pi} \right) \quad (4.42)$$

onde φ_o ponto de operação angular.

Assim, pode-se escrever que a corrente eficaz de saída varia com o ângulo de defasagem de acordo com (4.43).

$$\tilde{i}_{out(ef)} = G\tilde{\varphi} \quad (4.43)$$

O circuito equivalente da saída do conversor contemplando a carga é mostrado na Figura 4.25.

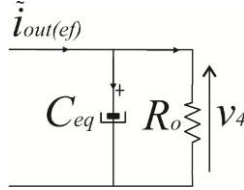


Figura 4.25: Circuito equivalente de saída do conversor.

A função de transferência para controle da tensão de saída é, então, dada por (4.44). O diagrama da malha de controle para tensão de saída é mostrado na Figura 4.26.

$$\frac{v_4(s)}{\tilde{i}_{out(ef)}(s)} = H_v(s) = \frac{R_o}{C_{eq}R_o s + 1} \quad (4.44)$$

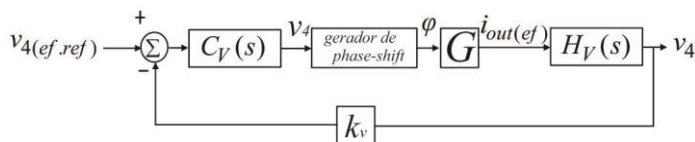


Figura 4.26: Malha para controle da tensão de saída.

4.4.4 Simulações computacionais

Para validar as análises realizadas, um DAB ca-ca com ponto médio foi projetado e simulado. Na Tabela 3 mostram-se os dados do conversor.

Tabela 3: Dados do conversor DAB ca-ca com ponto médio simulado.

Grandeza	Valores
$(V_1; V_2; V_3)$ tensões eficazes das portas	(220; 110; 110;) V
$(L_1; L_2; L_3)$ indutâncias externas	(126,4; 31,59; 31,59) μH
a (relação de transformação)	0,5
P (potência nominal)	1000 W
f (frequência de comutação)	20 kHz
C_2, C_2 (capacitores de saída)	15 μF

Inicialmente o conversor começa operando com potência de 500 W (250 W na porta 2 e 250W na porta 3). Em $t = 1,2s$, é dado um degrau de carga na porta 2, aumentando sua potência para 500 W. Assim a potência total de saída do conversor sobe para 750W, conforme mostrado na Figura 4.27. O comportamento das tensões nas portas é visto na Figura 4.28. Observa-se que o sistema de controle restaura as tensões nos valores definidos, utilizando apenas um único ângulo para controle, cujo comportamento é mostrado na Figura 4.29.

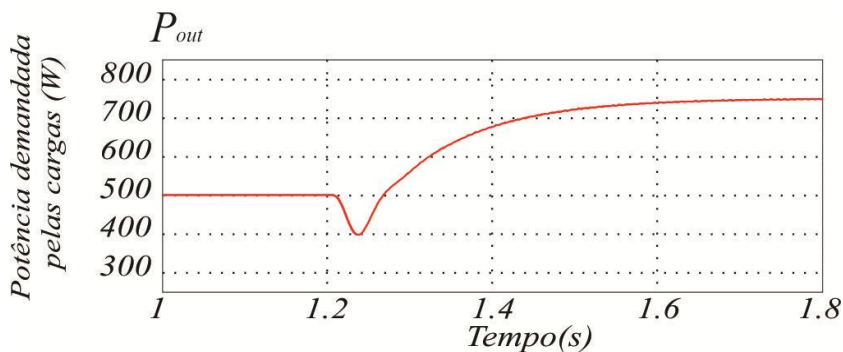


Figura 4.27: Evolução da potência antes e depois do degrau de carga.

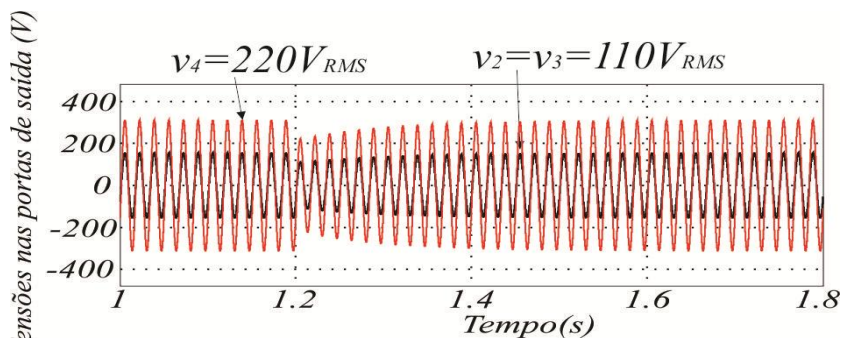


Figura 4.28: Evolução das tensões nas portas de saída.

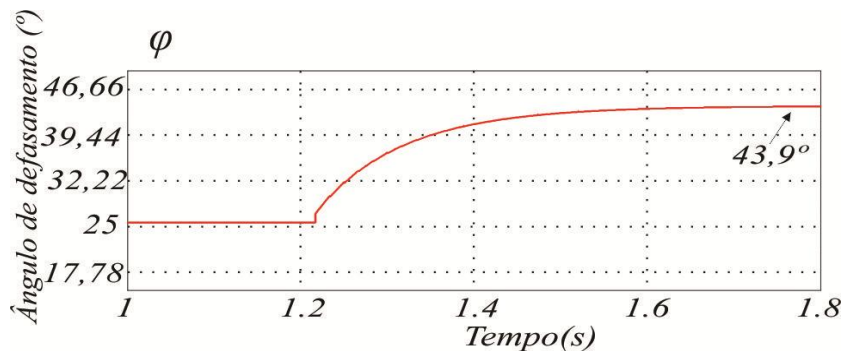


Figura 4.29: Defasamento angular entre as tensões.

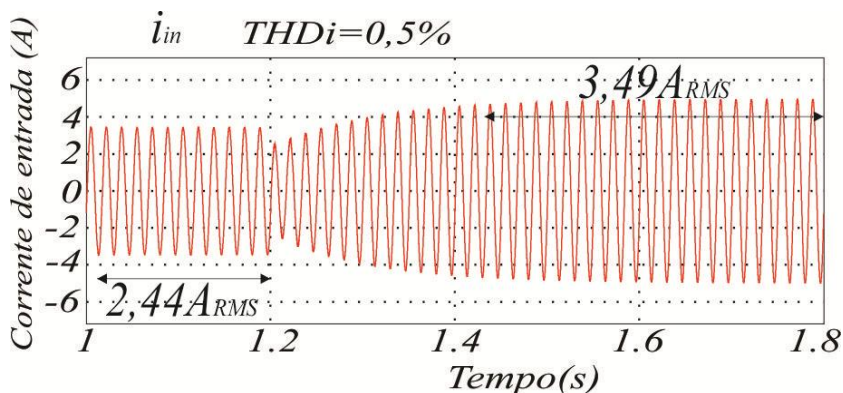


Figura 4.30: Evolução da corrente de entrada.

Na Figura 4.30 mostra-se a corrente senoidal drenada da fonte. No próprio *software* de simulação foi medida a taxa de distorção harmônica da corrente, que ficou em torno de 0,5%. Na Figura 4.31 pode-se visualizar o espectro harmônico da corrente de entrada. Observa-se que praticamente toda densidade de energia está concentrada no valor fundamental da corrente. Dessa forma o filtro dimensionado atende as exigências da norma **IEC 61000-3-2 de 2005**, que aborda o assunto de limites para introdução de correntes harmônicas no sistema de distribuição de 220V por equipamentos elétricos e eletrônicos com corrente de entrada menor que 16 A por fase.

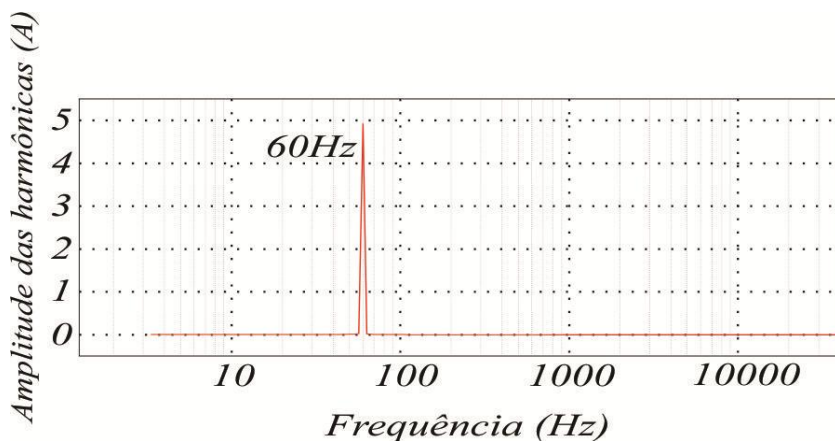


Figura 4.31: Espectro de harmônico da corrente de entrada (i_{in}).

Aplicando a equação (4.30) para a situação de desbalanço, determina-se que a corrente no ponto médio deveria ser de $I_M = 2,27\text{A}$, valor que é corroborado com o resultado de simulação mostrado na Figura 4.32.

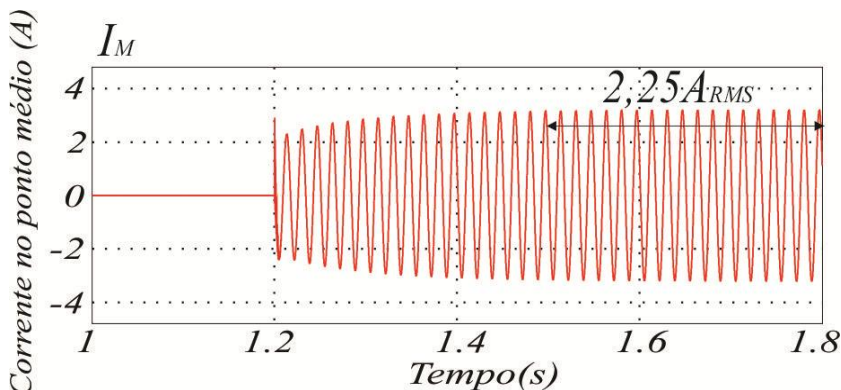


Figura 4.32: Corrente no ponto médio.

4.5 Análise do conversor DAB ca-ca misto

Nesta seção será analisado o conversor DAB ca-ca misto. Será considerado um fluxo de potência da fonte V_1 para a fonte V_2 .

4.5.1 Modulação e etapas de operação

Etapas 1: A primeira etapa de operação, ilustrada na Figura 4.33, tem início quando os interruptores S_1 , S_4 e S_6 são comandados a conduzir. Nesse caso a corrente no indutor é negativa crescente, no sentido indicado na Figura 4.33. Durante essa etapa o capacitor C_1 está carregando-se (corrente negativa com derivada crescente) enquanto C_2 está descarregando-se (corrente positiva com derivada decrescente). Essa etapa termina quando a corrente no indutor L_T zera e nesse instante as correntes nos capacitores C_1 e C_2 são ambas nulas. Durante essa etapa de operação são válidas as equações (4.45) ($0 \leq t \leq t_1$):

$$\begin{cases} V_L = V_1 + V_{C2}' = V_1 + \frac{V_2'}{2} \\ \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_1 + V_{C2}'}{L_T} \rightarrow i_L(t) = i_L(0) + \frac{V_1 + \frac{V_2'}{2}}{L_T} t \end{cases} \quad (4.45)$$

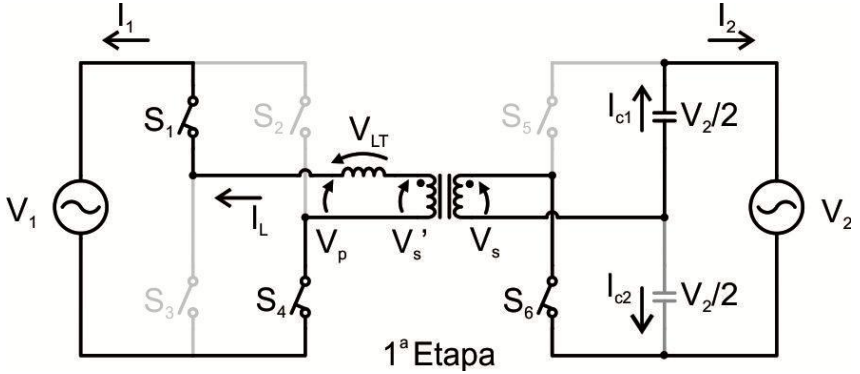


Figura 4.33: Primeira etapa de operação do DAB ca-ca misto.

Etapa 2 : A segunda etapa de operação, ilustrada na Figura 4.34, tem início quando a corrente I_{LT} no indutor se anula e os interruptores S_1 , S_4 e S_6 permanecem em condução. Nesse instante, a corrente no indutor L_T continua aumentando com a mesma taxa de variação da primeira etapa. Durante essa etapa, a corrente no capacitor C_1 torna-se positiva e com derivada crescente e a corrente do capacitor C_2 torna-se negativa com derivada decrescente. O término dessa etapa é determinado pelo bloqueio do interruptor S_6 e entrada em condução do interruptor S_5 . Durante essa etapa de operação são válidas as equações (4.46) ($t_1 \leq t \leq t_2$):

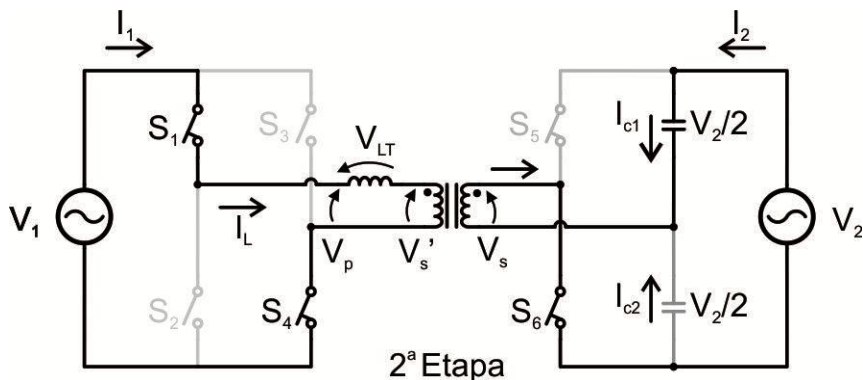


Figura 4.34: Segunda etapa de operação do DAB ca-ca misto.

$$\begin{cases} V_L = V_1 + V_{C2}' = V_1 + \frac{V_2'}{2} \\ \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_1 + V_{C2}'}{L_T} \rightarrow i_L(t) = + \frac{V_1 + \frac{V_2'}{2}}{L_T} t \end{cases} \quad (4.46)$$

Etapa 3: A terceira etapa de operação tem início quando o interruptor S_6 é comandado a bloquear e, consequentemente, o interruptor S_5 é comandado a conduzir. Nesse caso, a tensão sobre o indutor L_T fica negativa e a corrente sobre ele começa a decair com uma derivada de pequena inclinação. O circuito relativo a essa etapa está ilustrado na Figura 4.35 e, através dela é possível observar que, a corrente no capacitor C_1 é positiva decrescente e o inverso ocorre para a corrente no capacitor C_2 . Essa etapa termina quando os interruptores S_1 e S_4 são comandados a bloquear e S_2 e S_3 comandados a conduzir. Durante essa etapa de operação são válidas as equações (4.47) ($t_2 \leq t \leq t_3$):

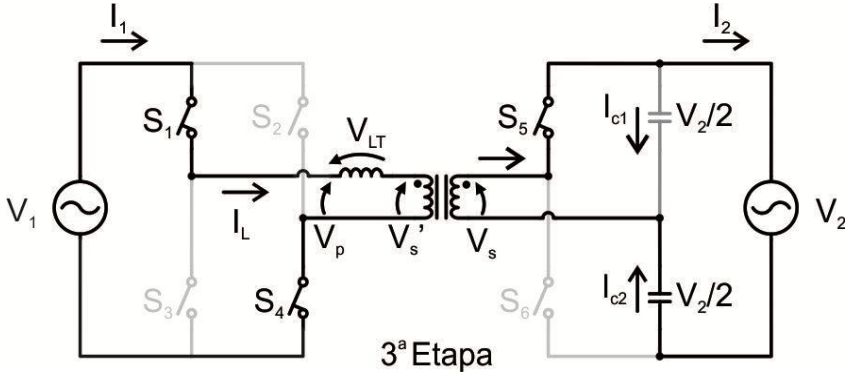


Figura 4.35: Terceira etapa de operação do DAB ca-ca misto

$$\left\{ \begin{array}{l} V_L = V_1 - V_{C1}' = V_1 - \frac{V_2'}{2} \\ \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_1 - V_{C2}'}{L_T} \rightarrow i_L(t) = i_L(t_2) - \frac{V_1 - \frac{V_2'}{2}}{L_T} t \end{array} \right. \quad (4.47)$$

Etapa 4: A quarta etapa de operação, ilustrada na Figura 4.36, tem início quando os interruptores S_1 e S_4 são comandados a bloquear e complementarmente S_2 e S_3 são comandados a conduzir. Nesse instante a corrente no indutor L_T , que é positiva e decresce com a derivada mostrada na equação (4.47), passa a decrescer com uma derivada maior. Essa etapa permanece até o instante em que a corrente no indutor L_T se anula, assim como as correntes nos capacitores C_1 e C_2 . Durante essa etapa de operação são válidas as equações (4.48) ($t_3 \leq t \leq t_4$):

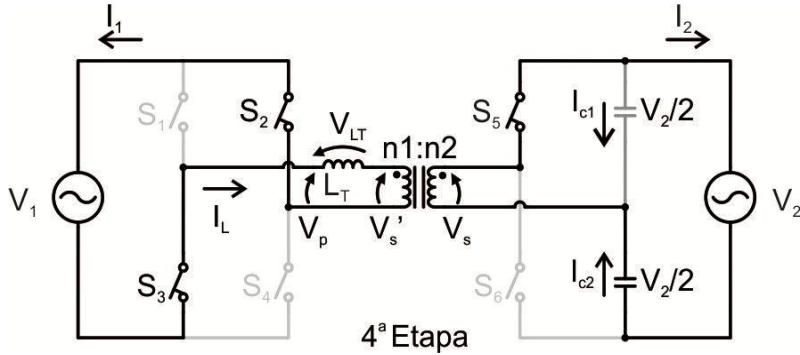


Figura 4.36: Quarta etapa de operação do DAB ca-ca misto

$$\begin{cases} V_L = -V_1 - V_{C1}' = -V_1 - V_2' / 2 \\ \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{-V_1 - V_{C2}'}{L_T} \rightarrow i_L(t) = i_L(t_4) + \frac{-V_1 - V_2' / 2}{L_T} t \end{cases} \quad (4.48)$$

Etapa 5: A quinta etapa de operação tem início quando a corrente no indutor L_T se anula e os interruptores S_2 , S_3 e S_5 continuam em condução desde a etapa anterior. Nesse instante, a corrente no indutor continua decaindo com uma derivada igual à da etapa anterior. Essa etapa, ilustrada na Figura 4.37 termina quando o interruptor S_5 é comandado a bloquear e o interruptor S_6 é comandado a conduzir. Durante essa etapa de operação são válidas as equações (4.49) ($t_4 \leq t \leq t_5$):

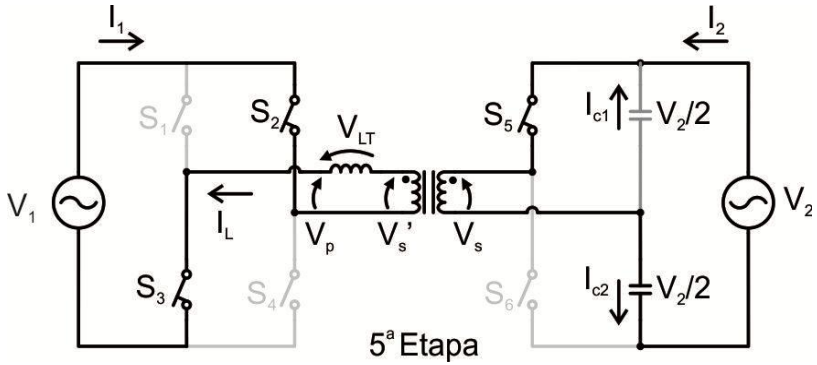


Figura 4.37: Quinta etapa de operação do DAB ca-ca misto.

$$\begin{cases} V_L = -V_1 - V_{C1} = -V_1 - \frac{V_2'}{2} \\ \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{-V_1 - V_{C2}}{L_T} \rightarrow i_L(t) = \frac{-V_1 - \frac{V_2'}{2}}{L_T} t \end{cases} \quad (4.49)$$

Etapa 6: A sexta etapa de operação tem início quando o interruptor S_5 é comandado a bloquear e o interruptor S_6 é comandado a conduzir e está ilustrada na Figura 4.38. Nesse instante a corrente no indutor L_T que se encontra em seu pico negativo começa a crescer com uma pequena derivada. Essa etapa termina quando os interruptores S_2 e S_3 são comandados a bloquear e S_1 e S_4 comandados a conduzir. Durante essa etapa de operação são válidas as equações (4.50) ($t_5 \leq t \leq t_6$):

As principais formas de onda do conversor DAB misto, estão apresentadas na Figura 4.39 e Figura 4.40. Através da Figura 4.39 é possível observar a sequência de comandos dos interruptores, utilizando a técnica de modulação por deslocamento angular e as relações entre a tensão da fonte 1 e da fonte 2, que por se tratar de uma topologia em meia-ponte, a tensão V_2 deve ser maior ou igual ao dobro da tensão V_1 .

A Figura 4.40 apresenta as formas de onda referentes à tensão e corrente no indutor, bem como o comportamento das tensões no primário e secundário do transformador. Para o caso em que a potência seja transferida da porta 2 para a porta 1, ou seja, considerando um ângulo de defasagem de modulação negativo ($\Phi < 0$) as etapas de operação não

são alteradas substancialmente, apenas a sequência das mesmas é alterada.

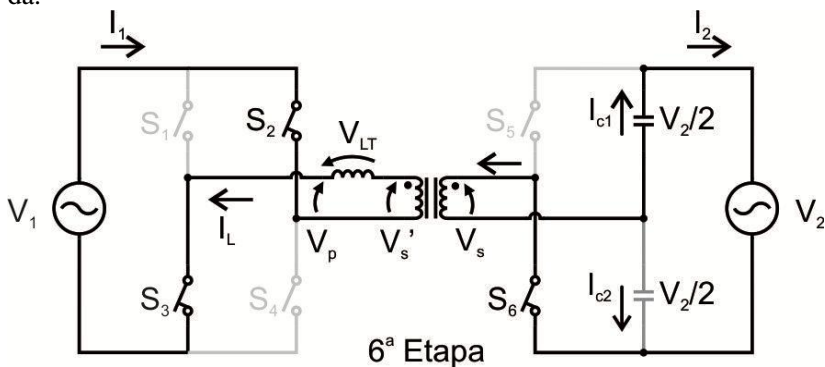


Figura 4.38: Sexta etapa de operação do DAB ca-ca misto.

$$\begin{cases} V_L = V_1 - V_{C2}' = V_1 - \frac{V_2'}{2} \\ \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_1 - V_{C2}'}{L_T} \rightarrow i_L(t) = i_L(t_6) + \frac{V_1 - \frac{V_2'}{2}}{L_T} t \end{cases} \quad (4.50)$$

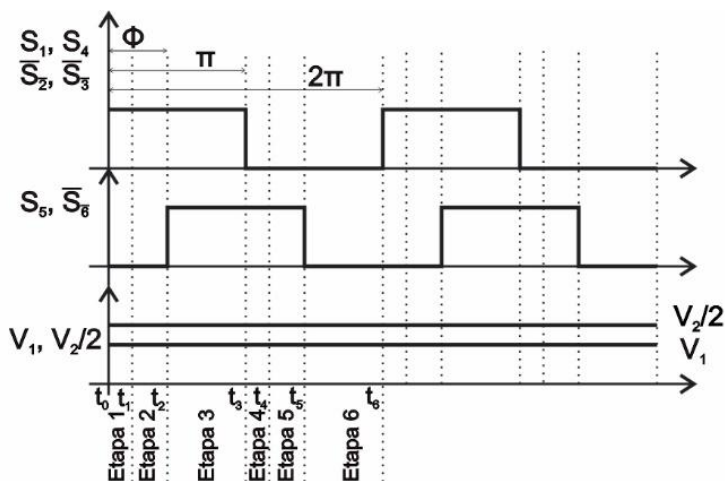


Figura 4.39: Comandos dos interruptores e relação entre as tensões.

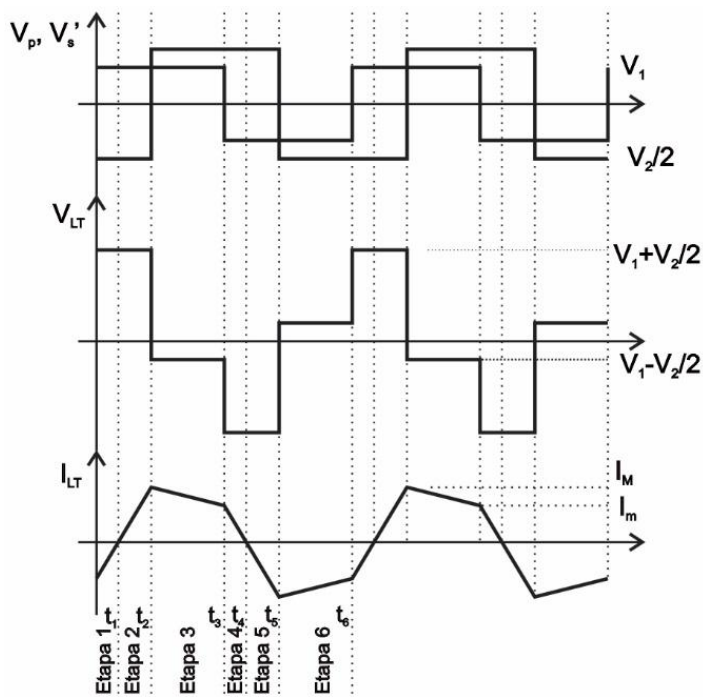


Figura 4.40: Principais formas de onda do circuito

4.5.1.1 Análise com carga Resistiva

As etapas de operação considerando a carga como sendo resistiva serão detalhadas nesta seção. É de extrema importância destacar que o sentido de corrente positiva nos dispositivos como capacitores e indutor será considerado como entrando no ponto presente em suas representações.

Etapa 1: A primeira etapa de operação, ilustrada na Figura 4.41: , tem início quando os interruptores S_1 , S_4 e S_6 são comandados a conduzir. Nesse caso a corrente no indutor é negativa crescente, no sentido indicado na ilustração. Durante essa etapa, conforme é possível verificar na Figura 4.46: , que o capacitor C_1 é percorrido por uma corrente negativa e constante que é a corrente de carga I_2 . Em contrapartida, o capacitor C_2 está com uma corrente positiva e decrescente, ou seja, toda a ondulação de corrente passa por ele. Essa etapa termina quando a

corrente no indutor L_T zera e nesse instante a corrente no capacitor C_1 continua negativa e constante, enquanto em C_2 anula-se.

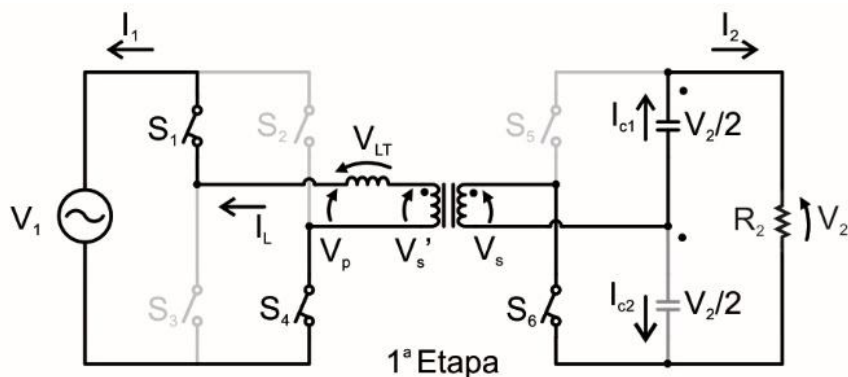


Figura 4.41: 1ª etapa de operação para carga R.

Etapa 2: A segunda etapa de operação, ilustrada na Figura 4.42:, tem início quando a corrente no indutor I_{LT} se anula e os interruptores S_1 , S_4 e S_6 permanecem em condução. Nesse instante, a corrente no indutor L_T passa a ser positiva e continua aumentando com a mesma taxa da primeira etapa. Durante essa etapa, a corrente no capacitor C_1 continua constante e negativa alimentando a carga e a corrente do capacitor C_2 torna-se negativa com derivada decrescente. O término dessa etapa é determinado pelo bloqueio do interruptor S_6 e entrada em condução do interruptor S_5 .

Etapa 3: A terceira etapa de operação tem início quando o interruptor S_6 é comandado a bloquear e, consequentemente, o interruptor S_5 é comandado a conduzir. Nesse caso, a tensão sobre o indutor L_T fica negativa e a corrente sobre ele começa a decair com uma derivada de pequena inclinação. O circuito relativo a essa etapa está ilustrado na Figura 4.43: e através dela é possível observar que a corrente no capacitor C_1 passa a ser positiva e decrescente, enquanto a corrente no capacitor C_2 permanece constante e negativa, por onde percorre a corrente de carga. Essa etapa termina quando os interruptores S_1 e S_4 são comandados a bloquear e S_2 e S_3 comandados a conduzir.

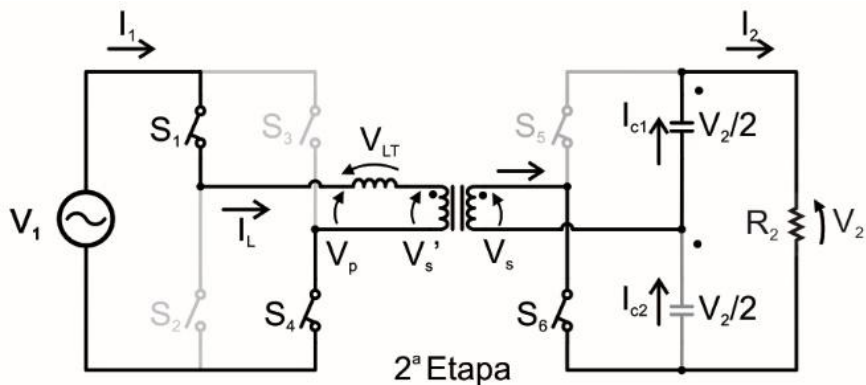


Figura 4.42: 2ª etapa de operação para carga R.

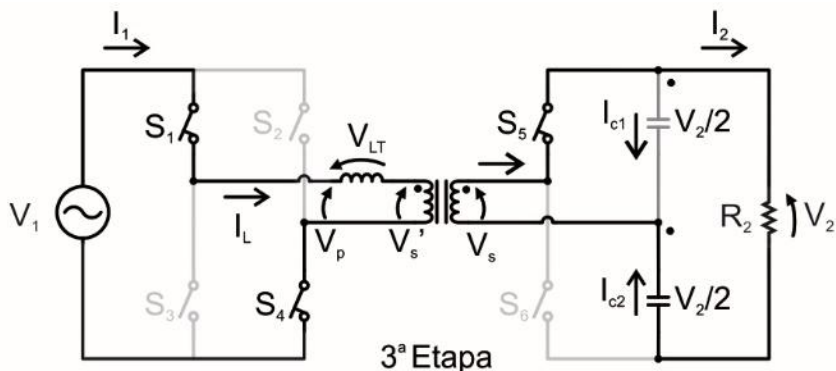


Figura 4.43: 3ª etapa de operação para carga R.

Etapa 4: A quarta etapa de operação, ilustrada na Figura 4.44:, tem início quando os interruptores S_1 e S_4 são comandados a bloquear e complementarmente S_2 e S_3 são comandados a conduzir. Nesse instante a corrente no indutor L_T é positiva e decrescente. Durante essa etapa, a corrente no capacitor C_2 é negativa e constante (corrente de carga) enquanto a corrente no capacitor C_1 é positiva e decrescente com uma alta derivada. Essa etapa tem duração até o instante em que a corrente no indutor L_T se anula, assim como a corrente no capacitor C_1 .

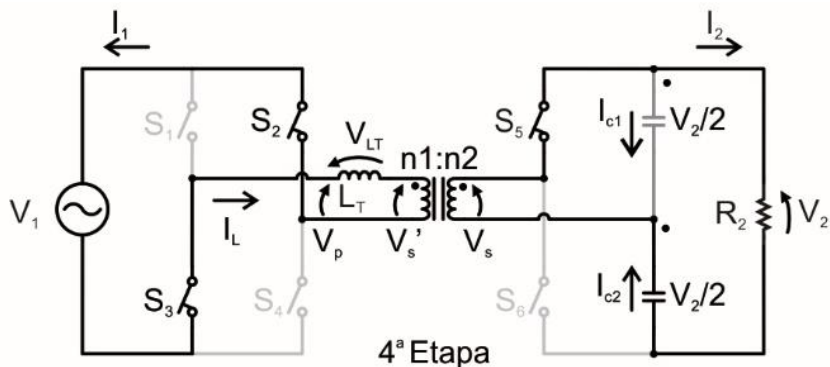


Figura 4.44: 4ª etapa de operação para carga R.

Etapa 5: A quinta etapa de operação tem início quando a corrente no indutor L_T se anula e os interruptores S_2 , S_3 e S_5 continuam em condução da etapa anterior. Nesse instante a corrente no indutor, continua a decair com uma derivada igual à da etapa anterior. Durante esse intervalo a corrente no capacitor C_2 continua negativa e constante (corrente da carga) enquanto a corrente em C_1 passa a ser negativa e continua decrescente com a mesma derivada da etapa anterior. Essa etapa, ilustrada na Figura 4.45: termina quando o interruptor S_5 é comandado a bloquear e o interruptor S_6 é comandado a conduzir.

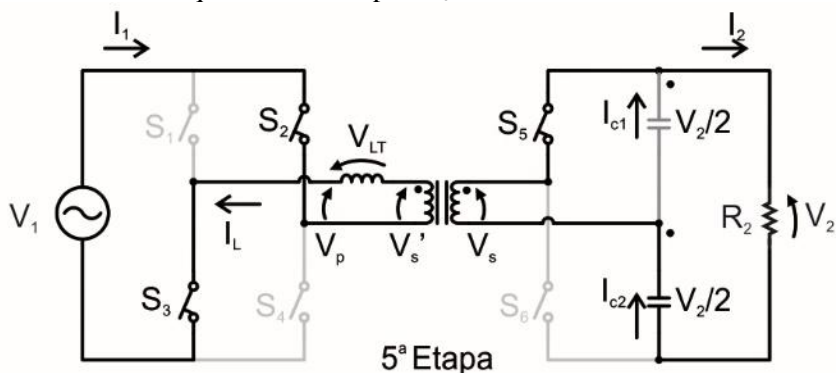


Figura 4.45: 5ª etapa de operação para carga R.

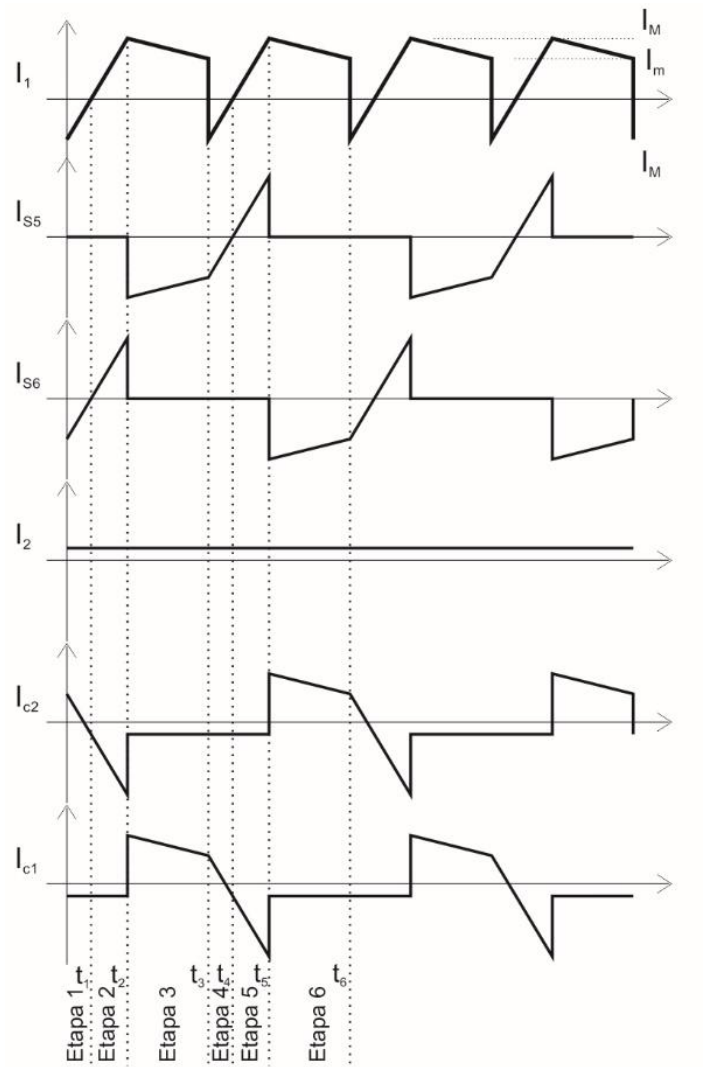


Figura 4.46: Principais formas de onda considerando carga R.

4.5.2 Análise de algumas Figuras de mérito do DAB ca-ca misto

Para a análise do conversor DAB ca-ca misto é importante desenvolver algumas figuras de mérito que caracterizam a célula base do conversor. As figuras de mérito são de extrema importância na concepção, conhecimento do comportamento e análise do conversor. As análises foram baseadas em no conhecimento do DAB convencional.

4.5.2.1 Corrente média da porta 1 no período de comutação

A corrente média da porta 1 no período de comutação é determinada observando-se o gráfico da Figura 4.47:. Analisando esta figura é possível perceber que a corrente na entrada equivale à corrente do indutor retificada em meio período de comutação. Além disso, percebe-se que quando o período de comutação é muito menor que o período da rede, as formas de onda em questão assemelham-se às formas de onda de um conversor DAB cc-cc.

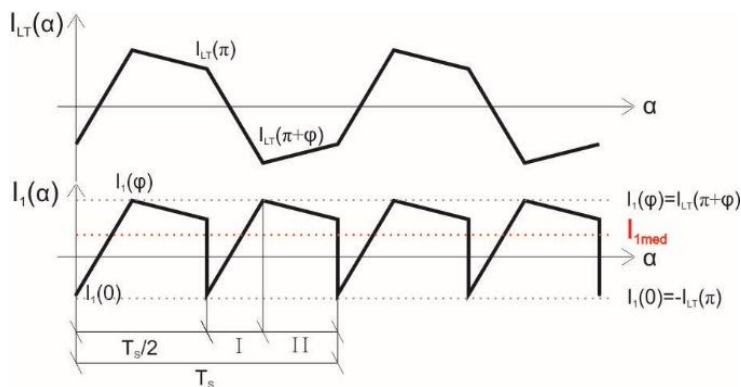


Figura 4.47: Formas de onda da corrente de entrada e no indutor no período de comutação.

Para determinar o valor médio da corrente de entrada em um período de comutação, é analisado o comportamento da corrente nos trechos I e II, destacados na Figura 4.47:. Pode-se perceber, que a corrente da porta 1 possui derivadas e valores extremos correspondentes aos valores da corrente no indutor i_{L_T} .

Dessa forma, para determinar a corrente média de entrada em um período de comutação, basta calcular a integral da forma de onda correspondente aos trechos I e II, para a metade do período. Para realizar o cálculo da corrente média, primeiramente é necessário descrever o comportamento da corrente da porta 1 durante os trechos I e II, em (4.51) e (4.52) estão representadas as equações das formas de onda da corrente da porta 1 nos trechos I e II respectivamente.

$$I_{1(I)}(\alpha) = I_1(0) + \frac{V_1 + V_2 / 2}{L_T} \alpha \quad (4.51)$$

$$I_{1(II)}(\alpha) = I_1(\varphi) + \frac{V_1 - V_2 / 2}{L_T} \alpha \quad (4.52)$$

Através da Figura 4.47: é possível observar a simetria da forma de onda da corrente no indutor, o que resulta nas igualdades apresentadas em (4.53) utilizadas para a determinação das condições iniciais das equações anteriores.

$$\begin{cases} I_1(0) = -I(\pi) \\ I_1(\varphi) = -I(\pi + \varphi) \end{cases} \quad (4.53)$$

Aplicando as condições de contorno (4.53) e resolvendo as equações para $I_1(0)$, encontra-se que:

$$I_1(0) = -\left(\frac{V_1 + V_2 / 2}{2\omega_s L_T}\right) \varphi - \left(\frac{V_1 - V_2 / 2}{2\omega_s L_T}\right) (\pi - \varphi) \quad (4.54)$$

Com procedimento semelhante é possível obter $I_1(\varphi)$, que fica definido como:

$$I_1(\varphi) = \left(\frac{V_1 + V_2 / 2}{2\omega_s L_T}\right) \varphi - \left(\frac{V_1 - V_2 / 2}{2\omega_s L_T}\right) (\pi - \varphi) \quad (4.55)$$

Dessa forma, com as equações das retas definidas, o cálculo da corrente média no período de comutação da porta 1 pode ser calculada através da equação (4.56).

$$I_{1med} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\varphi} I_{1(I)}(\alpha) d\alpha + \frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{1(II)}(\alpha) d\alpha \quad (4.56)$$

Substituindo as variáveis em questão e resolvendo as integrais da equação (4.56), obtém-se a expressão que define a corrente média em um período de comutação dada por (4.57).

$$I_{1med} = \frac{V_2 / 2}{\pi \omega_s L_{LT}} \varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (4.57)$$

4.5.2.2 Corrente eficaz da porta 1 no período de comutação

A corrente eficaz da forma de onda da porta 1 pode ser determinada pela equação (4.58).

$$I_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\varphi} I_{1(I)}(\varphi)^2 d\varphi + \frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{1(II)}(\varphi)^2 d\varphi} \quad (4.58)$$

Substituindo as variáveis em questão e resolvendo as integrais da equação (4.58), obtém-se a expressão que define a corrente eficaz em um período de comutação dada por (4.59).

$$I_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{12\pi\omega_s^2 L_T^2} \left(6\pi V_1 V_2 \varphi^2 - 4V_1 V_2 \varphi^3 - \pi^3 V_1 V_2 + \pi^3 V_1 + \frac{\pi^3}{4} V_2 \right)} \quad (4.59)$$

4.5.2.3 Corrente média na porta 1 no período da rede

Após as análises das formas de onda para o período de comutação, faz-se necessária a análise no âmbito do período da rede. Dessa forma, a Figura 4.48: apresenta as principais formas de onda do conversor, considerando o período da rede T_R , onde $V_1(\theta)$ é definido como a tensão da porta 1 do conversor. Percebe-se através da figura que a corrente no indutor possui uma envoltória senoidal com picos que variam ao longo do período da rede. Essas variações podem ser explicadas devido às tensões nas portas serem alternadas, ou seja, variáveis ao longo do período da rede.

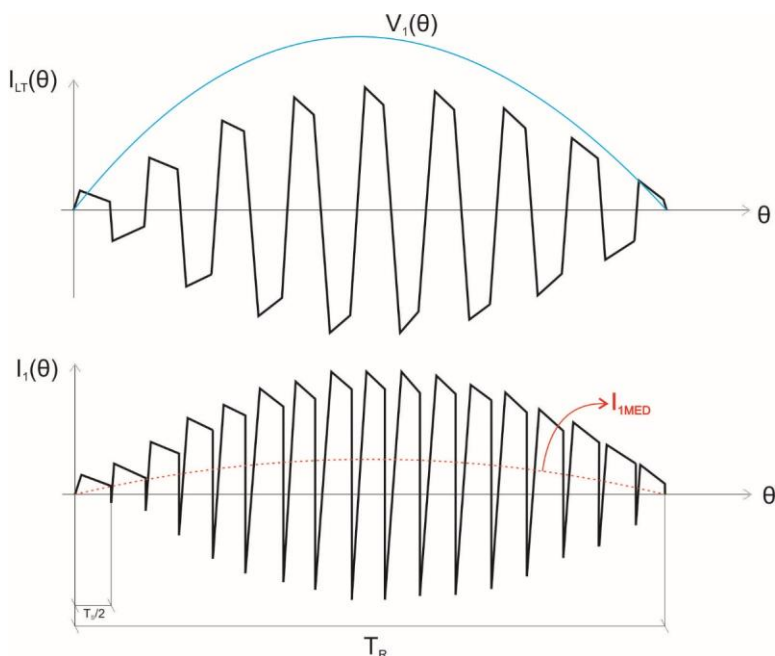


Figura 4.48: Principais formas de onda no período da rede.

O procedimento para determinar a corrente média na porta 1 em um período de rede é semelhante ao procedimento já apresentado para o período de comutação. Entretanto, nesse caso levar-se-á em conta a variação das tensões das portas durante o intervalo de análise. Portanto, as equações das retas que definem o comportamento da corrente da porta 1 podem ser escritas conforme as equações (4.60) e (4.61), onde α

representa a dependência da variação no período de comutação e θ a dependência da variação no período da rede.

$$I_{1(I)}(\alpha, \theta) = I_1(0, \theta) + \frac{V_1(\theta) + V_2(\theta) / 2}{L_T} \quad (4.60)$$

$$I_{1(II)}(\alpha, \theta) = I_1(\varphi, \theta) + \frac{V_1(\theta) - V_2(\theta) / 2}{L_T} \quad (4.61)$$

Para períodos de comutação muito menores que os da rede, as equações (4.53) continuam válidas. Com isso as equações que definem as condições iniciais são as mesmas do cálculo para a corrente da porta 1 no período de comutação, considerando as variações das tensões conforme já exposto.

$$\begin{cases} I_1(0, \theta) = -\left(\frac{V_1(\theta) + V_2(\theta) / 2}{2\omega_s L_T}\right)\varphi - \left(\frac{V_1(\theta) - V_2(\theta) / 2}{2\omega_s L_T}\right)(\pi - \varphi) \\ I_1(\varphi, \theta) = \left(\frac{V_1(\theta) + V_2(\theta) / 2}{2\omega_s L_T}\right)\varphi - \left(\frac{V_1(\theta) - V_2(\theta) / 2}{2\omega_s L_T}\right)(\pi - \varphi) \end{cases} \quad (4.62)$$

Sabendo que as tensões das portas 1 e 2 são senoidais e com tensões de pico V_{p1} e V_{p2} respectivamente, a equação (4.62) pode ser reescrita conforme a equação (4.63)

$$\begin{cases} I_1(0, \theta) = -\left(\frac{V_{p1}\text{sen}(\theta) + V_{p2}\text{sen}(\theta) / 2}{2\omega_s L_T}\right)\varphi - \left(\frac{V_{p1}\text{sen}(\theta) - V_{p2}\text{sen}(\theta) / 2}{2\omega_s L_T}\right)(\pi - \varphi) \\ I_1(\varphi, \theta) = \left(\frac{V_{p1}\text{sen}(\theta) + V_{p2}\text{sen}(\theta) / 2}{2\omega_s L_T}\right)\varphi - \left(\frac{V_{p1}\text{sen}(\theta) - V_{p2}\text{sen}(\theta) / 2}{2\omega_s L_T}\right)(\pi - \varphi) \end{cases} \quad (4.63)$$

Por meio das condições iniciais e das equações das retas em relação a variações de θ (período da rede) é possível definir a equação (4.64), para calcular a corrente média na porta 1 em meio período da rede .

$$I_{1MED} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\varphi} I_{1(I)}(\alpha, \theta) d\alpha + \frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{1(II)}(\alpha, \theta) d\alpha \right) d\theta \quad (4.64)$$

Realizando as substituições pertinentes e integrando a equação (4.64), encontra-se que a corrente média em meio período da rede pode ser definida por (4.65):

$$I_{1MED} = \frac{V_{p2}}{a\omega_s L_{LT}} \varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (4.65)$$

4.5.2.4 Corrente eficaz na porta 1 no período da rede

A corrente eficaz da porta 1 no período da rede I_{1EF} , pode ser calculada através do valor eficaz da forma de onda da corrente apresentada na Figura 4.48:. Desta forma, a equação (4.66) define o valor eficaz da corrente da porta 1 no período da rede.

$$I_{1EF} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\varphi} I_{1(I)}^2(\alpha, \theta) d\alpha + \frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{1(II)}^2(\alpha, \theta) d\alpha} \right)^2 d\theta} \quad (4.66)$$

Realizando as substituições necessárias e resolvendo as integrais da equação (4.66), encontra-se que a corrente eficaz no período da rede é definida como (4.67):

$$I_{1EF} = V_{2EF} \sqrt{\frac{1}{12\omega_s^2 L_T^2} \left(3a\varphi^2 - \frac{2a\varphi^3}{\pi} - \frac{a\pi^2}{2} + \frac{a^2\pi^2}{2} + \frac{\pi^2}{4} \right)} \quad (4.67)$$

Através da equação (4.67) é possível observar que a corrente eficaz oferecida pela fonte 1, varia com o ângulo de defasagem entre os comandos (modulação *phase-shifting*), com a tensão da fonte V_2 e com a frequência de operação do conversor.

4.5.2.5 Potência transferida e corrente média da porta 2

A potência transferida da porta 1 para a porta 2, pode ser facilmente obtida multiplicando a tensão eficaz da porta 1 pela corrente eficaz da porta 1 que pode ser obtida pela equação (4.67). Dessa forma, a potência transferida pode ser representada pela equação (4.68):

$$P_1 = V_{1EF} I_{1EF} = V_{1EF} V_{2EF} \sqrt{\frac{1}{12\omega_s^2 L_T^2} \left(3a\varphi^2 - \frac{2a\varphi^3}{\pi} - \frac{a\pi^2}{2} + \frac{a^2\pi^2}{2} + \frac{\pi^2}{4} \right)} \quad (4.68)$$

Considerando o conversor sem perdas, ou seja, toda potência fornecida pela porta 1 é entregue a porta 2, é possível determinar a corrente eficaz na porta 2 dada por (4.69).

$$I_{2EF} = V_{1EF} \sqrt{\frac{1}{12\omega_s^2 L_T^2} \left(3a\varphi^2 - \frac{2a\varphi^3}{\pi} - \frac{a\pi^2}{2} + \frac{a^2\pi^2}{2} + \frac{\pi^2}{4} \right)} \quad (4.69)$$

4.5.2.6 Indutância para Transferência de Potência

Para determinar a máxima indutância teórica que possibilite a transferência da máxima potência entre as portas, utiliza-se a equação (4.70) substituindo-se $\phi = \pi/2$:

$$L_{\max} = \frac{V_1 V_2 \pi}{4P_o \omega_L} \sqrt{\frac{(2\alpha^2 + 1)}{3}} \quad (4.70)$$

O valor da indutância obtido nesse caso fará com que a máxima potência seja transferida pelo conversor somente no ângulo de defasagem máximo teórico, o que ocasionaria elevados picos de corrente no transformador, nos interruptores e elevada circulação de reativos no conversor.

Através de uma breve análise das equações (4.67) e (4.68), conclui-se que uma baixa indutância pode levar a picos de correntes elevados e uma alta indutância pode diminuir a capacidade de transferência de potência pelo conversor. Com isso, a indutância deve ser escolhida entre um valor máximo e um valor mínimo que pode ser definido de acordo com a variação de defasagem mais utilizada na prática, como sendo $\pm 15^\circ \leq \phi \leq \pm 45^\circ$.

Dessa forma, considerando a defasagem máxima de $\phi = \pm 45^\circ$, a máxima indutância pode ser definida como (4.71):

$$L_{\max} = \frac{V_1 V_2 \pi}{8 P_o \omega_L} \sqrt{\frac{1}{3} \left(\frac{-3\alpha}{2} + 8\alpha^2 + 4 \right)} \quad (4.71)$$

Considerando que a máxima corrente no indutor ocorrerá no pico da senóide ($\alpha = \pi/2$) tem-se que (4.72):

$$L_{\max} = \frac{\pi V_1 V_2}{4 P_o \omega_L} \quad (4.72)$$

4.5.2.7 Ondulação na tensão dos capacitores

Para esta análise serão feitas considerações que sejam válidas para o sistema operando em condições normais de operação. Para isto, admite-se que a tensão de entrada referida ao secundário seja igual à metade da tensão de saída, ou seja, igual à tensão média sobre um dos capacitores. Esta simplificação é pertinente, pois é a condição buscada para operação do conversor, onde os picos de corrente são menores e complementarmente há menor circulação de potência reativa por ele. A região de comutação suave do conversor também é aumentada, uma vez que esse conversor possui uma característica natural de comutação suave, assim como o DAB tradicional.

A validade dessa afirmação é comprovada uma vez que o conversor irá operar em malha fechada, fato que garantirá o valor da tensão

de saída. Com esta consideração, as formas de onda da corrente no indutor, interruptor S_5 , interruptor S_6 e na carga apresentam o formato mostrado na Figura 4.49: , tendo como referência o circuito apresentado na Figura 4.41: .

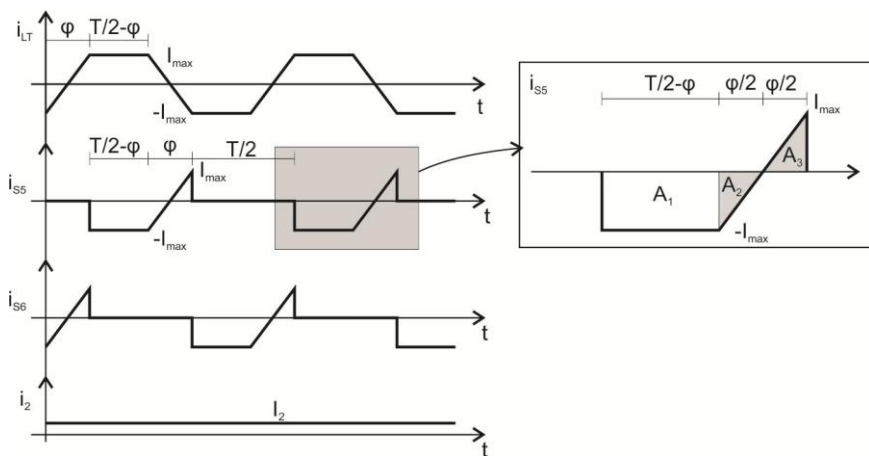


Figura 4.49: Formas de onda de corrente no indutor, capacitor C_5 , capacitor C_6 , corrente no resistor de saída e ampliação da corrente no interruptor S_5

Com base na Figura 4.50, o valor médio da corrente em S_5 pode ser obtido de forma quase direta, uma vez que as áreas A_2 e A_3 cancelam-se, sobrando apenas a área A_1 , que se dividida pelo período de comutação, resulta na corrente média na carga, como apresentado em (4.73).

$$I_2 = \frac{I_{\max}}{2} \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (4.73)$$

A corrente I_{\max} é obtida facilmente no intervalo φ , através da relação entre tensão e corrente no indutor.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.74)$$

Em que:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_L = \frac{V_C}{2} + V_1' \\ di_L = 2I_{\max} \\ dt = \frac{\varphi}{\omega_s} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} \omega_s = 2\pi f_s \\ \frac{V_C}{2} = V_1' = aV_1 \\ a = \frac{n_2}{n_1} \end{array} \right. \quad (4.75)$$

Substituindo (4.75) em (4.74), resulta em (4.76):

$$I_{\max} = aV_1 \frac{\varphi}{\omega_s L} \quad (4.76)$$

As formas de onda de tensão e corrente nos capacitores são apresentadas na Figura 4.50:.

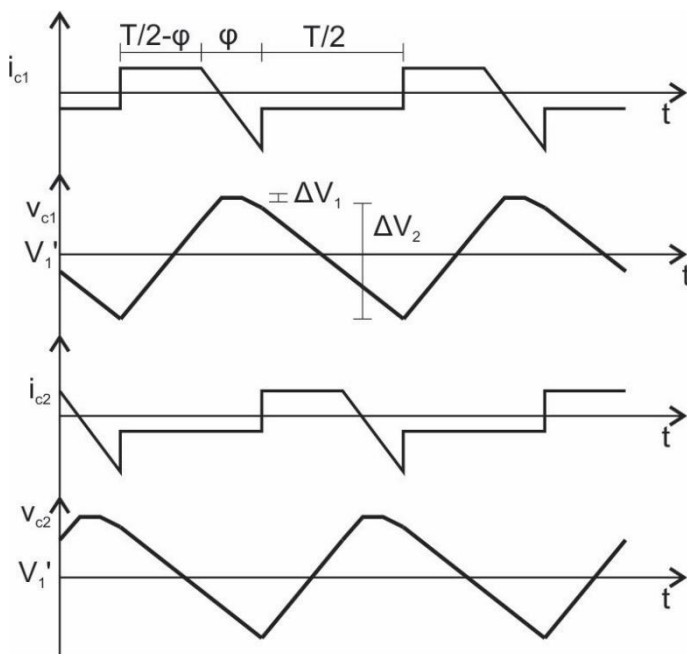


Figura 4.50: Formas de onda de corrente e tensão nos capacitores C_1 e C_2

Nota-se pela Figura 4.51 que a tensão do capacitor é composta por três parcelas, todas seguindo a relação básica entre tensão e corrente no capacitor, dada por (4.77).

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} \Rightarrow \Delta v_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt \quad (4.77)$$

Nos intervalos $T/2 - \varphi$ e $T/2$, a corrente no capacitor é constante, portanto, a função no tempo da tensão sobre os capacitores é dada por uma reta. No intervalo φ , a tensão comporta-se como uma parábola com concavidade negativa, apresentando um ponto de máxima tensão.

A corrente do capacitor no intervalo φ é dada por (4.78).

$$i_C(t) = -\frac{2I_{\max}\omega_s}{\varphi}t + I_{\max} - I_2 \quad (4.78)$$

Substituindo (4.78) em (4.77), obtém-se a expressão (4.79)

$$\Delta v_C(t) = -\frac{I_{\max}\omega_s}{C\varphi}t^2 + \frac{(I_{\max} - I_2)}{C}t \quad (4.79)$$

Dessa forma, a ondulação máxima ocorre quando a corrente $i_C(t) = 0$.

$$t_{\max} = \frac{(I_{\max} - I_2)\varphi}{2I_{\max}\omega_s} \quad (4.80)$$

Substituindo (4.80), (4.76), e (4.73) em (4.79) e simplificando encontra-se a ondulação de tensão neste intervalo:

$$\Delta V_{x1} = \frac{aV_1}{16\pi^2\omega_s^2 LC} \varphi^2 (\pi + \varphi)^2 \quad (4.81)$$

A outra parte da ondulação de tensão é obtida diretamente no intervalo $T/2 - \varphi$, aplicando (4.77) e substituindo (4.76) e (4.73) chega-se a (4.82).

$$\Delta V_{x2} = \frac{aV_1}{2\pi\omega_s^2 LC} \varphi (\pi^2 - \varphi^2) \quad (4.82)$$

A ondulação total é dada por (4.83):

$$\Delta V_C = \Delta V_{x1} + \Delta V_{x2} \quad (4.83)$$

Substituindo (4.82), (4.81), (4.76) e (4.73) em (4.83), chega-se à expressão (4.84).

$$\Delta V_C = \frac{aV_1\varphi}{16\pi^2\omega_s^2 LC} (\varphi^3 - 6\pi\varphi^2 + \pi^2\varphi + 8\pi^3) \quad (4.84)$$

Pela equação é possível verificar algumas características interessantes: a relação entre a ondulação de tensão e o ângulo de defasagem é uma função de quarta ordem, trazendo outra explicação para evitar trabalhar com ângulos muito elevados; tanto a capacitância, quanto a indutância, são inversamente proporcionais à ondulação de tensão, já a frequência de comutação reduz em ordem quadrática a ondulação.

4.5.2.8 Ondulação de tensão na carga

Uma característica interessante da topologia meia ponte é que a corrente entre os capacitores está defasada em 180°, isto é refletido na tensão sobre os capacitores, como pode ser visto na Figura 4.5. Isto faz com que a ondulação de tensão na carga seja consideravelmente reduzida. De forma aproximada, é possível dizer que a ondulação de tensão na carga corresponde à ondulação presente no intervalo φ .

A equação (4.81) apresenta a ondulação de tensão no intervalo de 0 a t_{max} , porém a ondulação máxima nesta etapa ocorre no intervalo t_{max} até φ . Desta forma deve-se utilizar a expressão (4.79) para determinar Δv_C , quando $t = \varphi/\omega_s$. O resultado obtido e simplificado com as devidas substituições resulta em (4.85).

$$\Delta v_C \left(\frac{\varphi}{\omega_s} \right) = -\frac{aV_1}{2\omega_s^2 LC} \varphi^2 \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (4.85)$$

A ondulação total é dada pela diferença entre (4.81) e (4.85) resultando em (4.86).

$$\Delta V_R = \frac{aV}{16\pi\omega_s^2 LC} \varphi^2 (\varphi^2 - 6\pi\varphi + 9\pi^2) \quad (4.86)$$

A Figura 4.51 apresenta a ondulação de tensão na saída e nos capacitores, com um indutor de 3,5 μH , tensão de entrada de 100 V e frequência de comutação de 50 kHz.

4.5.2.9 Efeito dos Capacitores de Saída na Corrente de Saída

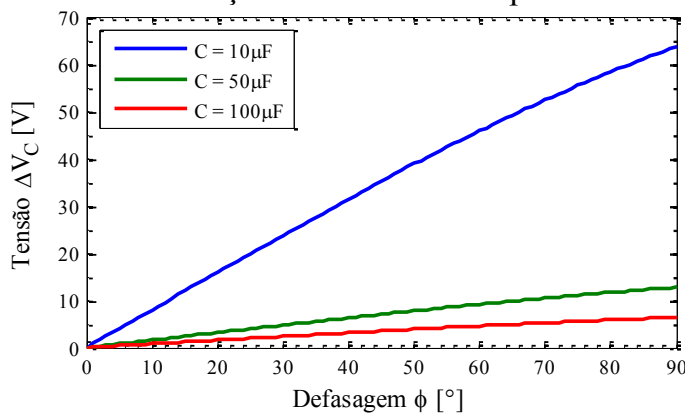
Como mencionando anteriormente, os capacitores exercem influência na dinâmica do sistema, pois a corrente entregue para a carga de saída circula por eles alternadamente a cada ciclo de comutação. Esta análise não é trivial, uma vez que para avaliar este efeito é necessário determinar um circuito de terceira ordem, pois o mesmo apresenta três elementos armazenadores de energia.

Em cada etapa de operação, o circuito pode ser representado como a Figura 4.52:(a), mudando apenas as polarizações das tensões e as condições iniciais dos elementos armazenadores de energia.

Apesar de simplificar a análise, este modelo de 2° ordem não representará o efeito deste capacitor, pois ele foi retirado do caminho da corrente, portanto a análise completa deveria ser feita no sistema de terceira ordem. Com softwares de cálculo não seria difícil determinar as equações que regem o funcionamento do circuito, porém um problema encontrado seria determinar as condições iniciais dos elementos, sendo necessária a utilização de métodos iterativos.

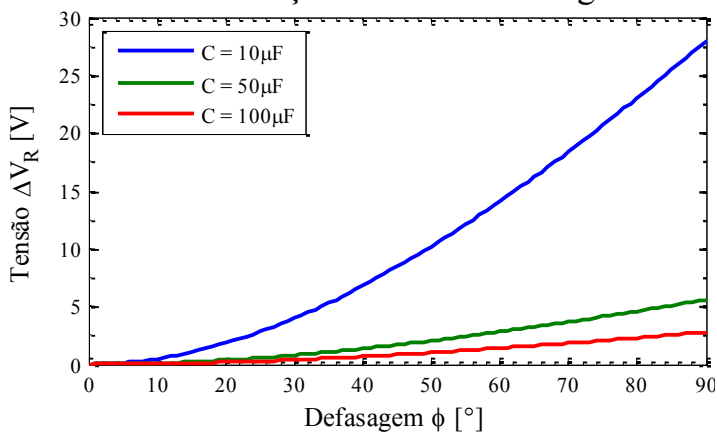
Isto resultaria em uma dificuldade muito grande para encontrar o resultado. Uma alternativa, contudo é uma análise via simulação destes efeitos, variando os valores de capacitância e observando a corrente de saída. A equação da corrente de saída pode ser facilmente obtida com os mesmos passos utilizados para obter (4.65), resultando em (4.87), sendo esta, tomada como o modelo teórico.

Ondulação de tensão nos capacitores



(a)

Ondulação de tensão na carga



(b)

Figura 4.51: Ondulação de tensão em função do ângulo de defasagem para capacitâncias de $10\mu\text{F}$, $50\mu\text{F}$ e $100\mu\text{F}$, nos (a) Capacitores e (b) na carga

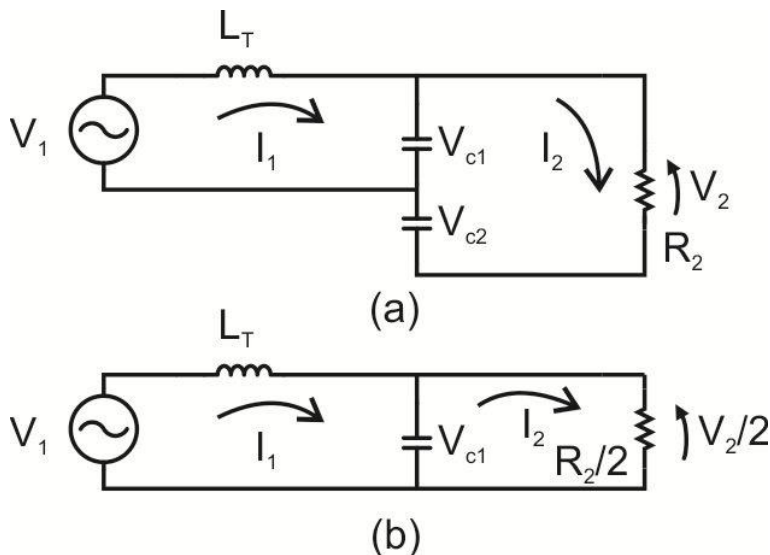


Figura 4.52: (a) modelo completo para uma etapa de operação (b) modelo simplificado para uma etapa de operação

$$I_2 = \frac{V_1}{2a\omega_s L_T} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (4.87)$$

A simulação foi feita com as mesmas especificações do item anterior: $a = 1$; $f_s = 50 \text{ kHz}$; $V_1 = 100 \text{ V}$. A Figura 4.53: apresenta a comparação entre os valores de corrente de saída simulados e o valor obtido pelo modelo para indutâncias de $3,5 \mu\text{H}$ e $1,0 \mu\text{H}$.

Nota-se que, à medida que a capacitância aumenta, o valor da corrente de saída simulada se aproxima do modelo teórico, isto se deve ao fato de o capacitor aproximar-se de uma fonte de tensão ideal, como foi considerado para obter a equação do modelo teórico. Para valores menores de capacitância menos energia é armazenada, apresentando maior dificuldade em manter a tensão constante evidenciando o efeito de terceira ordem do circuito.

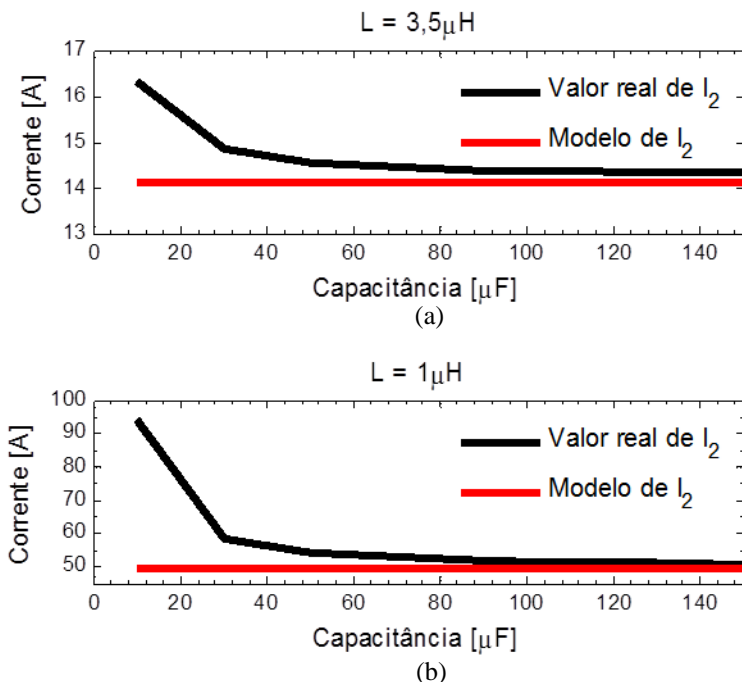


Figura 4.53: Comparação entre a corrente de saída simulada e o modelo teórico para: (a) $L_T = 3,5 \mu H$ e (b) $L_T = 1,0 \mu H$

Com base nos gráficos da Figura 4.51 e Figura 4.53 é intuitivo afirmar que quanto maior a capacitância, mais o modelo teórico se aproxima da simulação e menor a ondulação de tensão. Logo, pode-se concluir que basta escolher um valor alto para capacitância que o circuito funcionará conforme o modelado. Estas conclusões podem ser válidas, quando se trabalha com um conversor cc-cc, em que o objetivo seria manter a tensão de saída fixa.

No caso do conversor proposto esta análise não é válida, pois o sistema precisa de dinâmica, uma vez que a tensão oscila em 60 Hz e capacitâncias elevadas ocasionariam aumento no fator de potência de entrada e, principalmente, dificuldade em controlar o sistema. Uma capacitância elevada funcionaria como um tanque, “segurando” a tensão sobre o capacitor, com isto, o controlador teria dificuldades em fazer esta tensão variar, para seguir uma referência senoidal.

Na prática, para o bom funcionamento do conversor, é melhor priorizar a dinâmica do sistema à ondulação de tensão e o erro na corrente de saída ocasionado pelo modelo. A ondulação de tensão na carga é muito menor que a ondulação de tensão sobre o capacitor, operando com defasagens de até 45° . Já o erro entre o modelo e a simulação apresenta uma influência desprezível quando se opera em malha fechada, sendo que este erro aparece na planta apenas como um ganho. Normalmente este ganho não é suficiente para prejudicar o funcionamento do conversor, por ser baixo (cerca de 1,5 para $C = 22 \mu\text{F}$, conforme Figura 4.53: (a)) do ponto de vista de controle, em que se trabalha com escala logarítmica. Além disso, caso este ganho afetasse a estabilidade seria fácil compensá-lo na planta.

4.6 Resultados experimentais em malha aberta.

Para poder validar o funcionamento da estrutura, foi montado um protótipo de um conversor DAB ca-ca misto. As especificações do protótipo montado estão resumidas na Tabela 4

Tabela 4: Dados do conversor DAB ca-ca misto

Grandeza	Valores
$(V_1; V_2)$ tensões das portas	(220;220)V
(L_l) indutância externa	(180) μH
a (razão entre espiras dos enrolamentos secundário e primário)	0.5
P (potência nominal)	500W
f_s (frequência de comutação)	50kHz
C_1, C_2 (capacitores de saída)	1 μF

Na Figura 4.54 mostram-se as tensões de entrada e de saída do conversor. Percebe-se que apesar das indutâncias do circuito (externa e do transformador) as tensões estão em fase e possuem valores eficazes de aproximadamente 227Vrms. Na Figura 4.55 é mostrada a transição por zero das duas tensões, onde se percebe que realmente as duas estão em fase. Na Figura 4.56 mostra-se a tensão e corrente de saída. Ressalta-se que a corrente de saída tem valor 3.16Arms. Destaca-se que a corrente está em fase com a tensão, não sofrendo influência do capacitor de saída. Na Figura 4.57 mostra-se o detalhe do cruzamento por zero da tensão e corrente da saída.

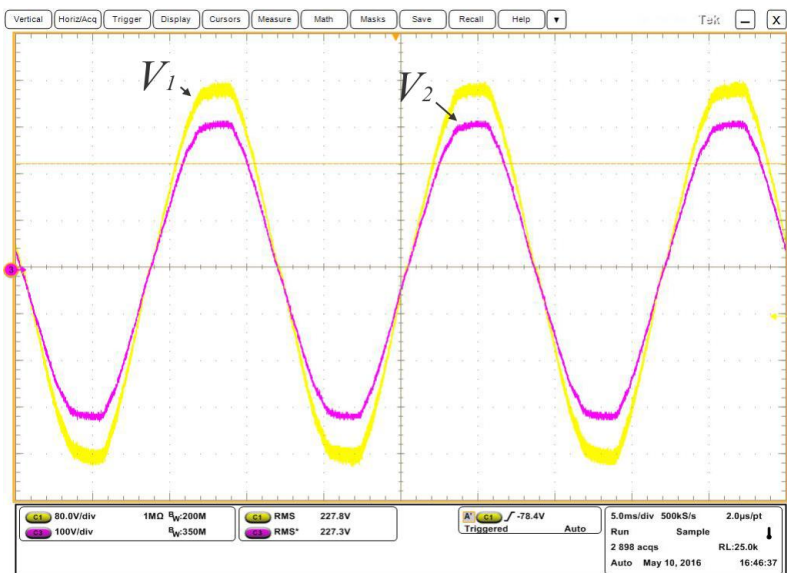


Figura 4.54: Tensões de entrada e saída Ch1(V_1)=80V/div e Ch3(V_2)=100V/div respectivamente.

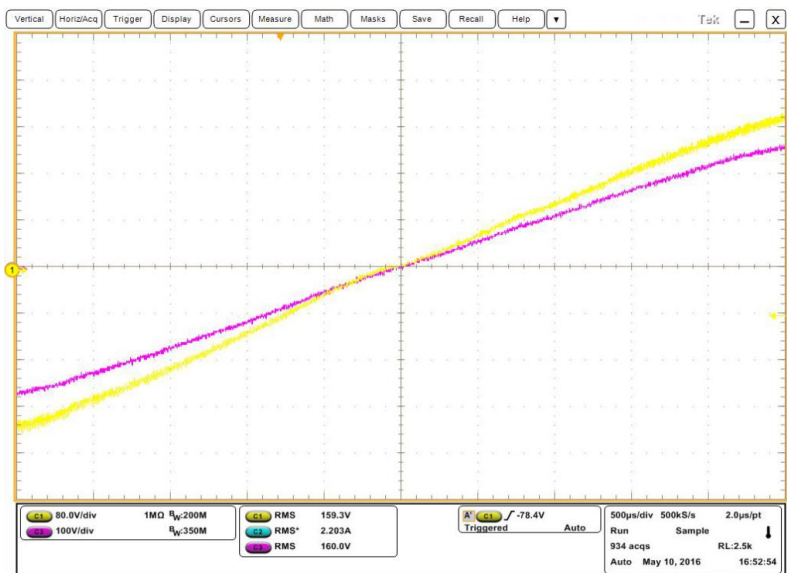


Figura 4.55: Cruzamento por zero das tensões de entrada e saída.

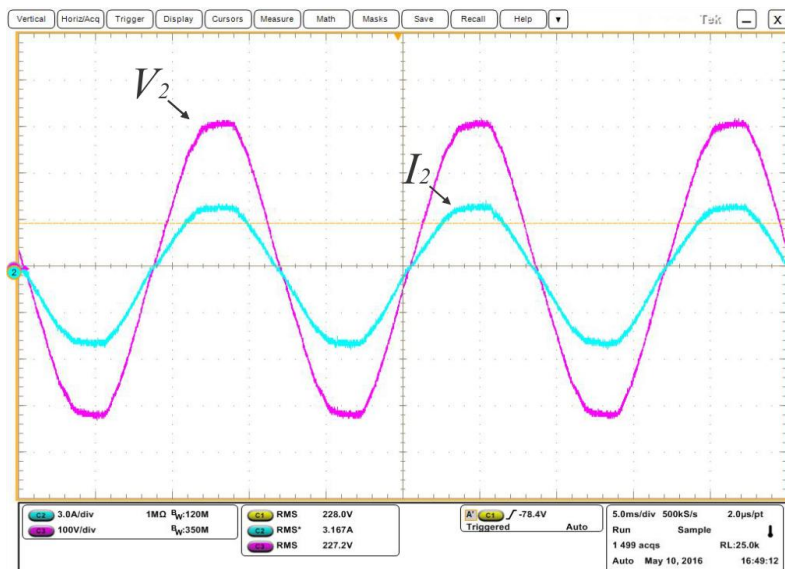


Figura 4.56: Tensões de saída $Ch3(V_2)=100V/div$ e corrente de saída $Ch2(I_2)=3A/div$.

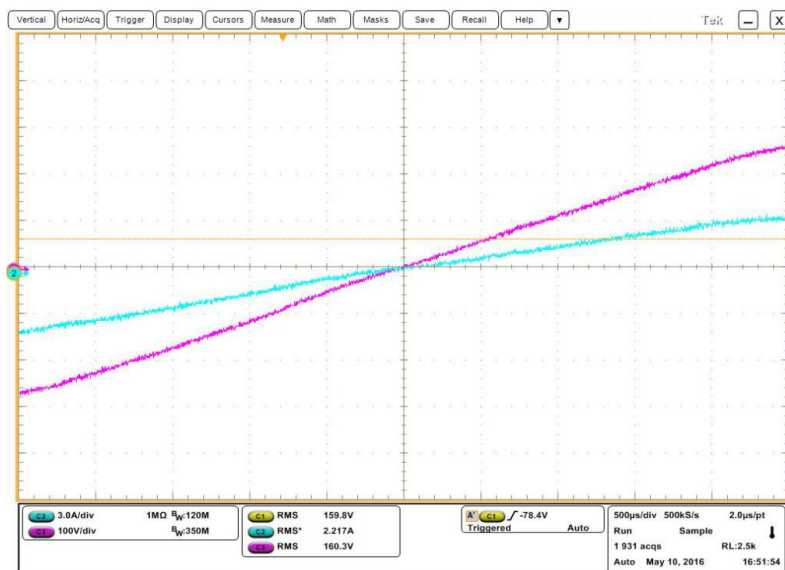


Figura 4.57: Cruzamento por zero entre corrente e tensão de saída.

A corrente no indutor, apresentada na Figura 4.58, mostra um valor eficaz de 3.36A. Detalhe da alta frequência da corrente no indutor em torno do pico de baixa frequência é vista na Figura 4.59. Observa-se que a mesma apresenta o mesmo formato da corrente em um DAB convencional, como já era esperado. Na Figura 4.60 verifica-se a passagem por zero da corrente no indutor. Observa-se que durante um pequeno intervalo de tempo a corrente fica nula, caracterizando uma condução descontinua de tempo muito curto.

A corrente circulante no indutor confrontada com a tensão de entrada é vista na Figura 4.61. Observa-se que no semiciclo negativo da tensão de entrada, a corrente no indutor alcança um pico maior que o pico alcançado no semiciclo positivo. Com base nisso supõe-se que este fenômeno ocorre porque no semiciclo negativo da tensão de entrada, a diferença instantânea entre as tensões de entrada e saída é maior. O motivo disto ocorrer foi investigado, mas até o momento não se pode chegar a nenhuma conclusão, no entanto este fato não interferiu no funcionamento da estrutura.

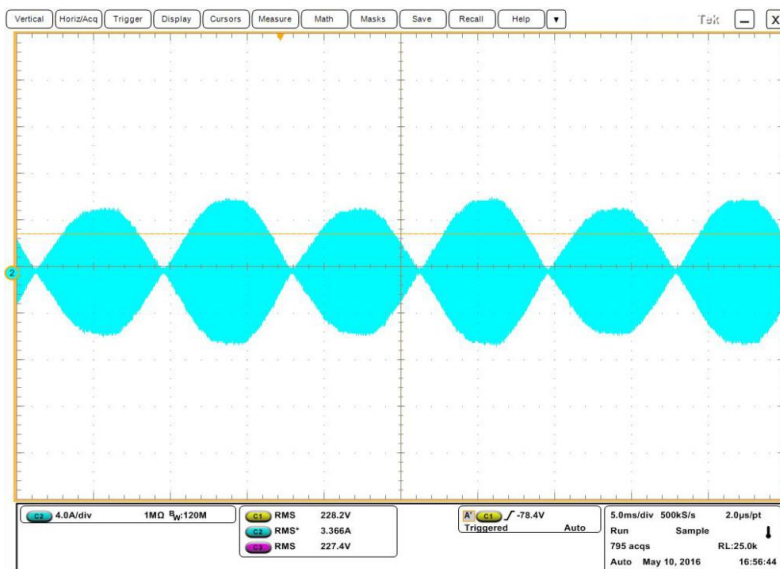


Figura 4.58: Corrente no indutor Ch2: 4 A/div.

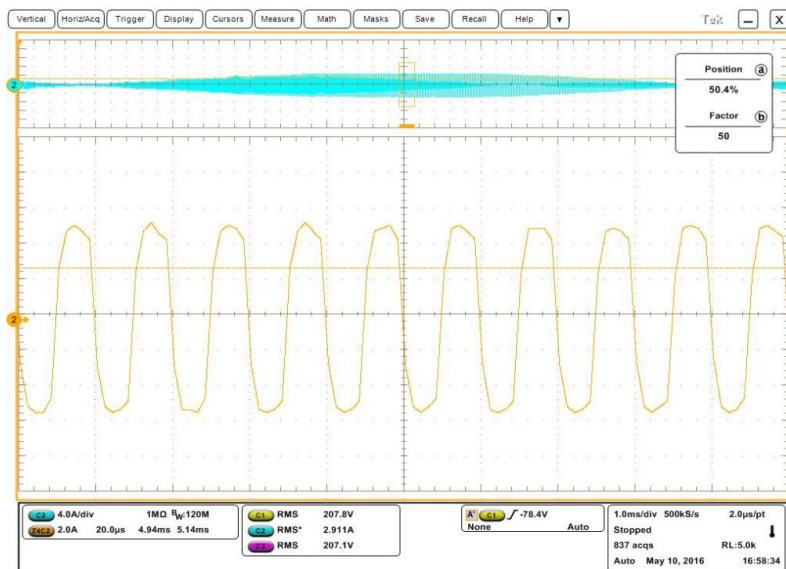


Figura 4.59: Detalhe da corrente do indutor no pico de baixa frequência Ch2: 2 A/div.

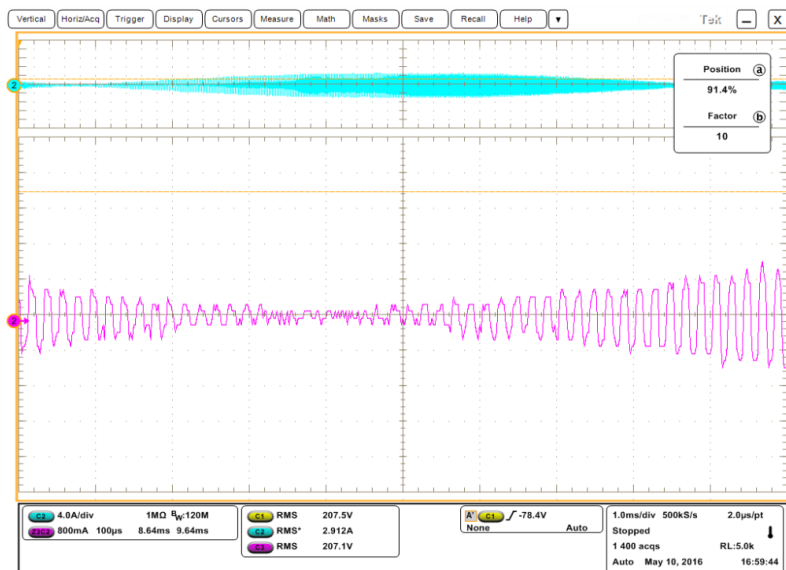


Figura 4.60: Corrente do indutor na passagem por zero; Ch2: 800 mA/div.

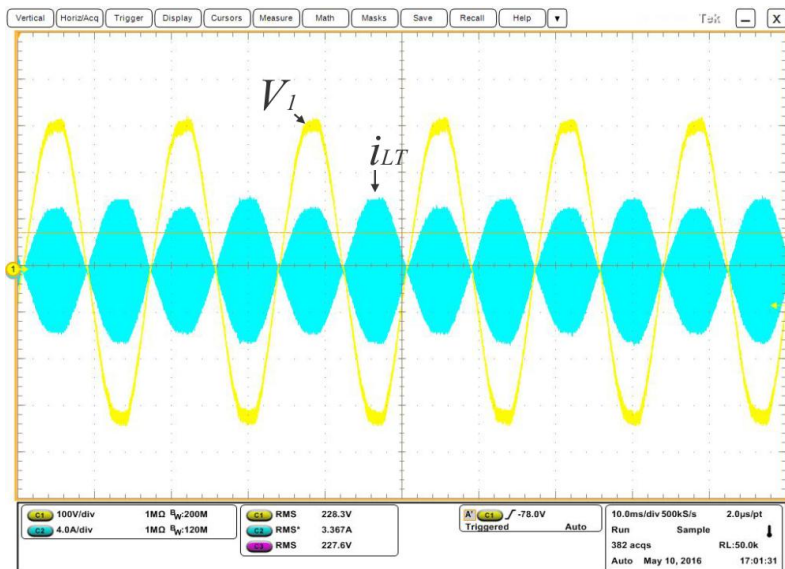


Figura 4.61: Tensão de entrada Ch1(V_I):100 V/div; corrente no indutor Ch2(i_{LT}): 4A/div.

Na Figura 4.62 verifica-se a corrente no indutor e a tensão no primário do transformador. Observa-se que a tensão primária está levemente adiantada da corrente, o que caracteriza um circuito indutivo. Este defasamento não é fruto da defasagem angular que controla a tensão na porta 2, mas sim é um fator inserido pela reatância na qual circula o fluxo de potência entre as duas portas.

Na Figura 4.63 mostra-se a tensão no transformador (primário e secundário) e a corrente circulante no mesmo. Observa-se a defasagem angular entre as tensões, o que favorece o fluxo de potência.

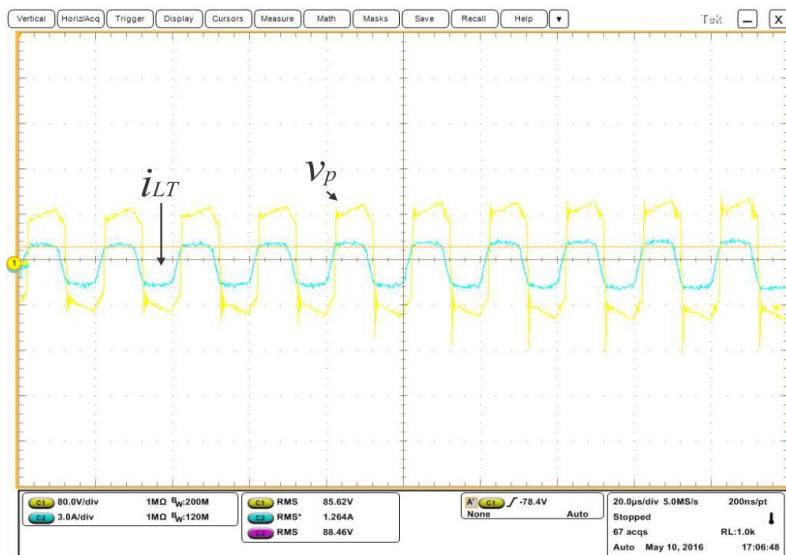


Figura 4.62: Tensão primária do Ch1(v_p):80V/div; corrente Ch2(i_{LT}): 3 A/div no transformador

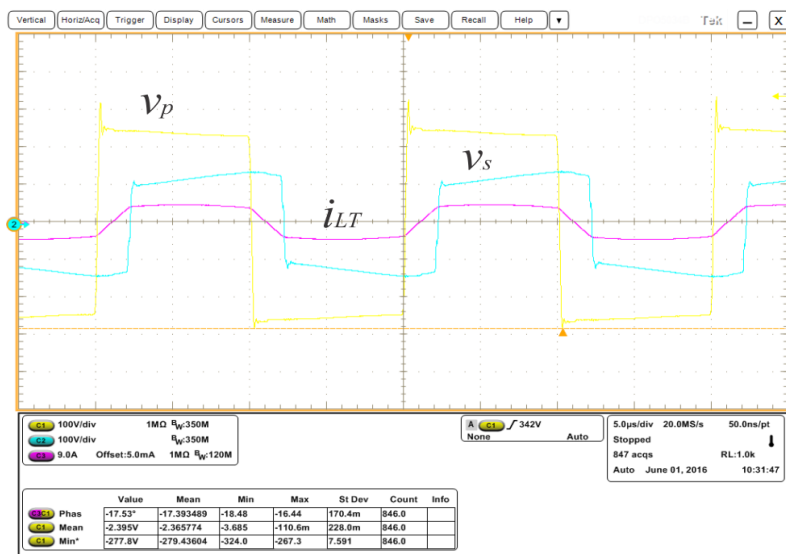


Figura 4.63: Tensão primária Ch1(v_p):100V/div; tensão secundária Ch2(v_s): 100V/div; corrente Ch3(i_{LT}): 9 A/div no transformador.

Outro teste realizado com a estrutura foi para verificar a reversibilidade do fluxo de potência. Para que este teste fosse possível, os terminais de saída da estrutura foram interligados com seus correspondentes da entrada da forma como se mostra na Figura 4.64.

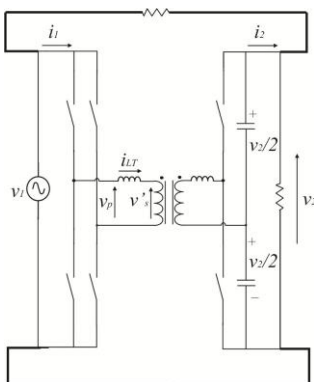


Figura 4.64: Ligação da estrutura para o teste de bidirecionalidade.

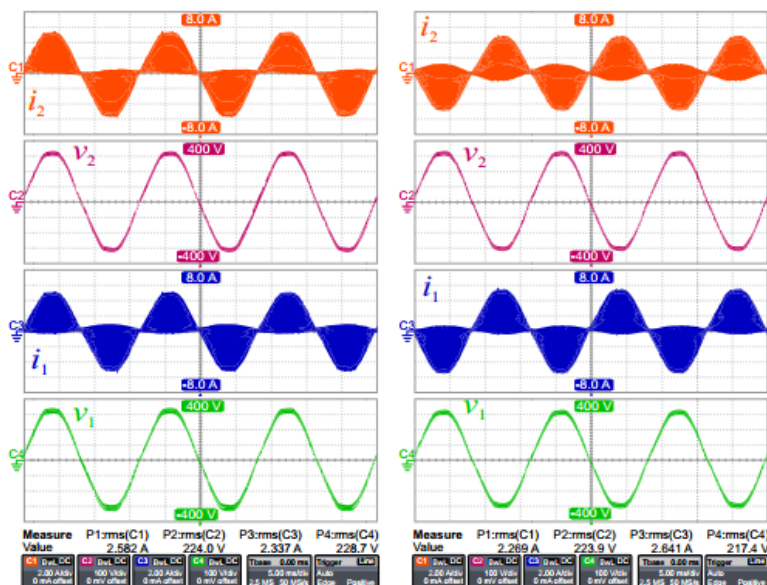


Figura 4.65: Formas de onda durante o teste da bidirecionalidade.

Durante o teste, o ângulo de defasagem inicial é positivo e as formas de onda são as motradas do lado esquerdo da Figura 4.65. Após, coloca-se o ângulo de defasagem negativo, e as formas de onda são as do lado direito da Figura 4.65. Observa-se a mudança de fase das correntes i_2 e i_L , indicando a inversão do fluxo de potência da estrutura. As outras variáveis permaneceram com um comportamento aceitável.

A imagem do protótipo é vislumbrada na Figura 4.66. Observam-se ao fundo da foto o transformador e o indutor externo. Devido a algumas sobretensões existentes nas chaves foi necessária a inserção de circuitos *snubbers*, mas com potência muito baixa não prejudicando assim a potência total do conversor.

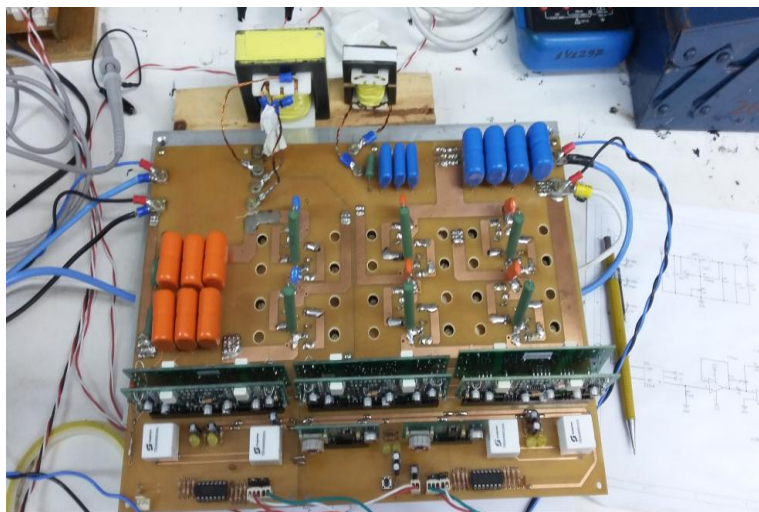


Figura 4.66: Foto do protótipo do DAB misto ca-ca montado.

4.7 Comentários finais do capítulo

Neste capítulo apresenta-se uma nova família de conversores isolados ca-ca para possível utilização como SST tipo A. A peculiaridade de todos os membros da família é a que todos apresentam a característica DAB. As topologias podem ser associadas em série e/ou paralelo para aumentar a capacidade de potência. Apesar de serem monofásicas, as topologias também podem ser associadas formando estruturas trifásicas.

Uma desvantagem das estruturas é a corrente drenada da fonte possuir grande conteúdo harmônico. Assim, torna-se necessário a utilização de filtragem da corrente de entrada que pode ser feita de forma passiva (utilizando filtros LC) ou de forma ativa (utilizando conversores funcionando como filtros ativos).

Apesar da filtragem passiva poder ser facilmente implementada, a filtragem ativa tem um grande potencial quando associada com fontes alternativas de energia e/ou sistemas de acumulação de energia (ambos os sistemas propostos nesta tese). Quando feito isso, o filtro ativo além de filtrar a corrente de entrada ainda pode auxiliar no fornecimento de energia para a carga na falta da fonte principal.

Diante das topologias e estruturas propostas, escolheu-se a topologia DAB ca-ca com ponto médio para poder ser analisada e simulada. Esta topologia é um DAB ca-ca de quatro portas, possui controle simples, e pode ser seguramente utilizada como SST para pequenas e médias potências. As simulações computacionais comprovaram as análises teóricas realizadas para a mesma.

A topologia chamada de DAB ca-ca misto também foi analisada e teve um protótipo montado no qual pode-se, em malha aberta, extrair as principais formas de onda e validar a operação da mesma.

No próximo capítulo serão apresentadas topologias de SST que podem ser inseridas dentro da classificação de SST tipo D. Estas topologias apresentam a capacidade de conciliar, naturalmente em suas estruturas, sistemas de acumulação de energia.

5 PROPOSTAS DE TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO TIPO D

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas algumas propostas de topologias tipo D para SST. Um dos grandes potenciais das mesmas são suas versatilidades, modularidade e natural adequação de tensão entre as portas através do transformador.

5.2 Topologias propostas neste capítulo

Nos itens seguintes apreciam-se as topologias propostas neste capítulo, tecendo-se uma sucinta explicação das mesmas.

5.2.1 Topologia D1

A topologia D1, apresentada na Figura 5.1 tem como principal elemento magnético um conjunto de três transformadores cada qual possuindo quatro enrolamentos. Em um dos lados cada enrolamento é ligado separadamente a um conversor em ponte completa. O outro grupo de três enrolamentos é interligado em paralelo a conversores em ponte completa. A interligação em paralelo de três enrolamentos favorece características interessantes a esta topologia que será abordada posteriormente. Nos barramentos capacitivos de ambos os lados, são interligados conversores em ponte completa que possuem modulação SPMW (Sinusoidal PWM) e interligados de tal forma a favorecer uma rede trifásica a quatro fios.

Além de cargas e geração auxiliar poderem ser alocadas nos barramentos capacitivos, a topologia também pode acomodar fontes no link magnético, conforme verifica-se nas Figura 5.2 e Figura 5.3.

Na situação da Figura 5.3 um transformador com dois ou três enrolamentos é utilizado para interligar a geração auxiliar a topologia. Neste cenário, um dos enrolamentos do transformador é interligado ao enrolamento primário de qualquer um dos transformadores. Se o transformador possuir somente dois enrolamentos, o outro enrolamento é

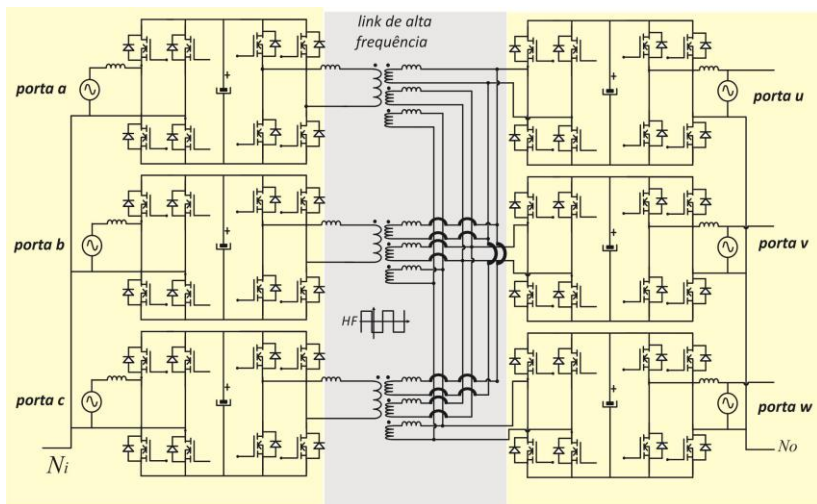


Figura 5.1: Topologia D1.

interligado a uma fonte ou carga cc unipolar. Caso o transformador possua três enrolamentos, os dois enrolamentos restantes podem ser utilizados para, junto com dois conversores em ponte completa, formar uma saída cc bipolar. Nesta saída podem ser alocadas fontes ou cargas com diferentes níveis de tensão de operação. Por ser uma rede bipolar, pode-se ter até três níveis de tensão nessa porta.

Na Figura 5.3, um transformador com quatro ou cinco enrolamentos pode ser utilizado. Três enrolamentos, chamados de enrolamentos primários, são ligados separadamente aos enrolamentos primários de cada transformador do link magnético principal. Dependendo da quantidade de enrolamentos secundários, a saída cc pode ser bipolar ou unipolar, idêntico à situação da Figura 5.2.

Além da ligação física, a grande diferença entre os dois cenários se dá pela distribuição da potência drenada/injetada na topologia principal. Na Figura 5.2 toda a potência é concentrada em apenas um transformador, e a distribuição no *link* fica a cargo das malhas de controle. Na Figura 5.3 a potência da geração ou carga auxiliar é distribuída naturalmente entre os transformadores do *link* principal. Assim as malhas de controle seriam pouco exigidas para manter a distribuição da potência no *link*, quando a mesma tivesse origem na porta auxiliar.

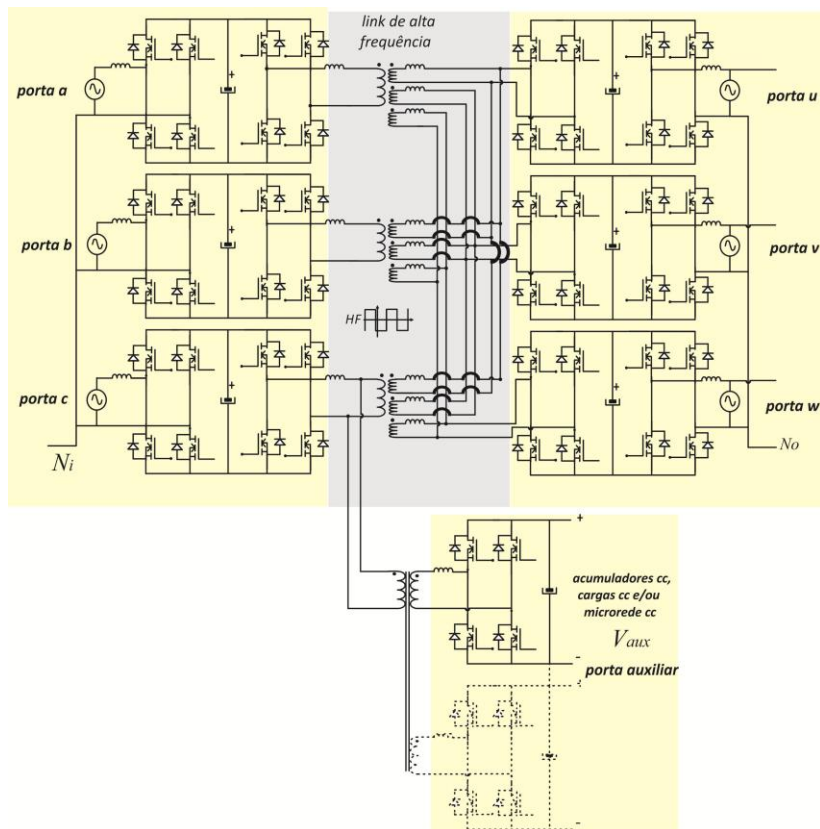


Figura 5.2: Topologia D1 com geração auxiliar desequilibrada.

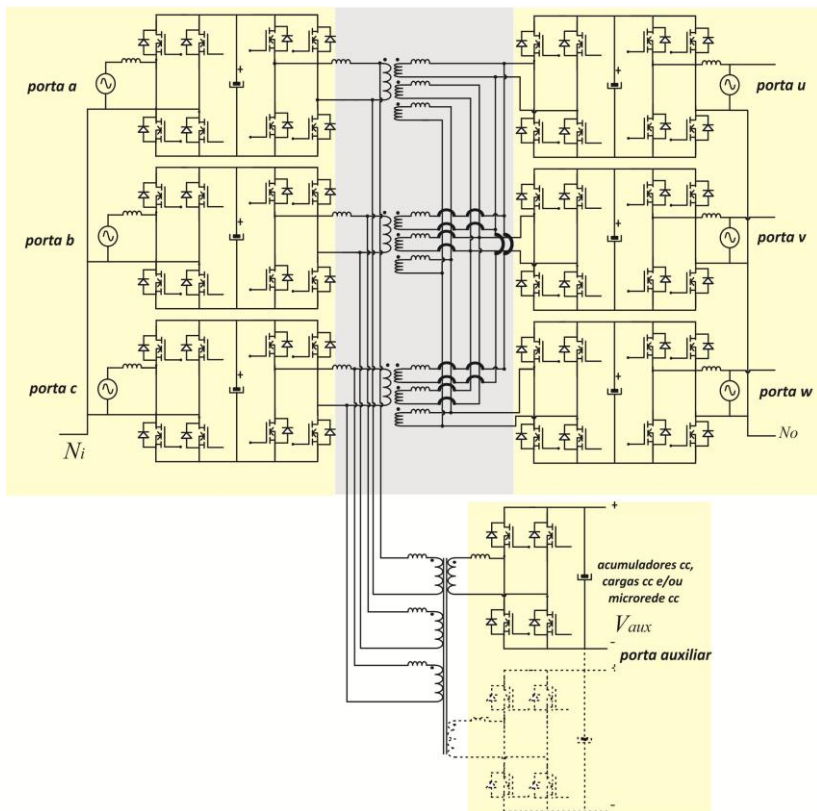


Figura 5.3: Topologia D1 com geração auxiliar equilibrada.

5.2.2 Topologia D2

Outra topologia sugerida neste capítulo e denominada de D2 é mostrada na Figura 5.4. Esta topologia utiliza como *link* magnético um transformador de alta frequência, possui portas monofásicas e trifásicas (que podem contemplar ou não o quarto braço para obter o condutor neutro), e portas cc bipolares e unipolares. Por possuir portas cc, a topologia D2 tem condições de acomodar sistemas de acumulação de energia e/ou fontes renováveis (que geralmente geram em cc). Seu maior inconveniente é a confecção do transformador, que deve ter quatro enrolamentos no mesmo núcleo magnético. Se os barramentos capacitivos

internos forem utilizados como ponto de injeção e/ou dreno de potência, a estrutura, então, contará com sete portas.

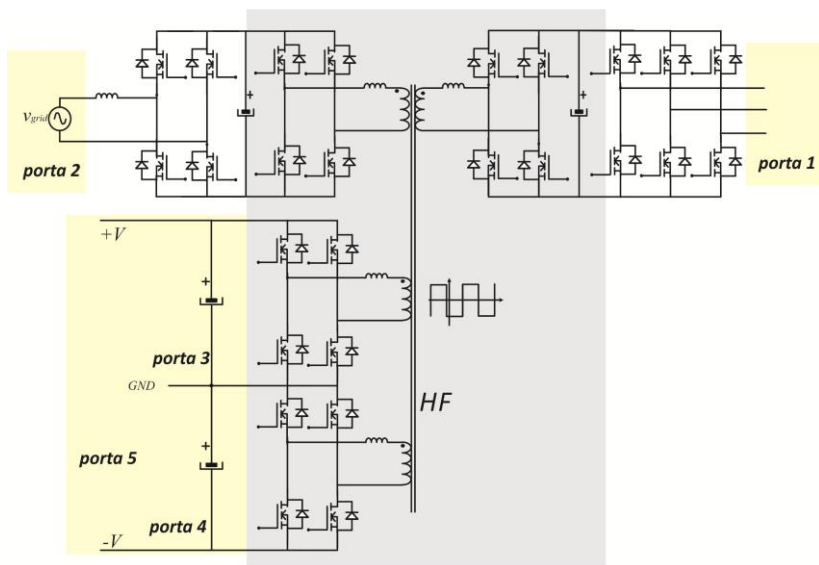


Figura 5.4: Topologia D2.

5.3 Análise da Topologia D1

Para análise da topologia D1, repete-se a estrutura da mesma na Figura 5.5 destacando-se as principais variáveis de estudo. Os conversores ponte completa das portas em corrente alternada desta topologia são comandados por modulação senoidal SPWM a dois ou três níveis. Os conversores internos (que se ligam diretamente ao *link* magnético) são comandados em alta frequência por modulação PWM a dois níveis.

As tensões quadradas v_a , v_b e v_c tem a mesma referência angular no tempo, sendo então determinantes para o sentido do fluxo de potência na estrutura. As tensões v_u , v_v , v_w e v_{aux} também são quadradas, mas possuem ângulos de defasamento independentes entre si, porém referenciadas às tensões v_a , v_b e v_c . Na Figura 5.6 ilustra-se o que foi dito, em uma situação onde a porta auxiliar injeta potência no link magnético ($\phi_{aux} < 0$).

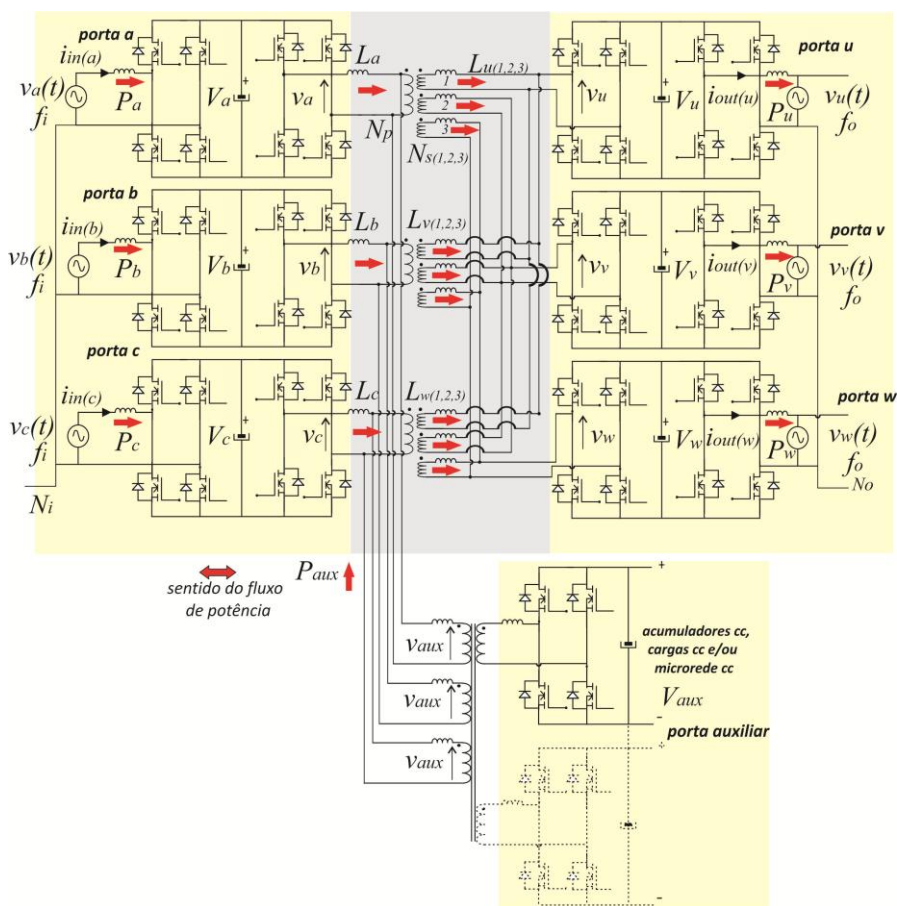


Figura 5.5: Topologia D1 com indicação das principais variáveis.

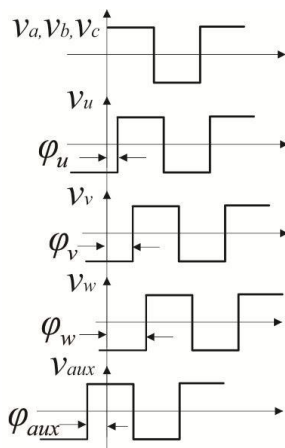


Figura 5.6: Tensões no link de alta frequência da topologia D1.

5.3.1 Convenção dos sinais do fluxo de potência

Nas análises que se seguem foram adotadas as seguintes convenções para o sentido do fluxo de potência na topologia:

➤ Fluxo de potência nas fontes (portas a, b, c)

Os fluxos de potência das fontes (P_a , P_b , e P_c) quando positivos indicam que a fonte está entregando potência para o sistema e quando negativos indicam que a fonte está recebendo potência do sistema.

➤ Fluxo de potência nas cargas (portas u, v, w)

Os fluxos de potência das cargas (P_u , P_v , e P_w) quando positivos indicam que a carga recebe potência do sistema, quando negativos indicam que a carga entrega potência para o sistema.

➤ Fluxo de potência na porta auxiliar

A porta auxiliar é vista pelo sistema como uma carga ativa. Então a convenção do sinal do fluxo de potência para a porta auxiliar é o mesmo das portas u, v, w . Quando P_{aux} é positivo, a porta auxiliar está consumindo potência do sistema, quando P_{aux} é negativo a porta auxiliar está injetando (fornecendo) potência para o sistema.

5.3.2 Balanço de potência no link magnético

Para facilitar a análise do balanço de potência nos transformadores, usa-se o modelo T do transformador ao invés do modelo π . Assim, considerando muito alta a indutância magnetizante de cada transformador, chega-se ao circuito mostrado na Figura 5.7, que representa o modelo do *link* magnético, destacando o sentido do fluxo de potência em um dado instante.

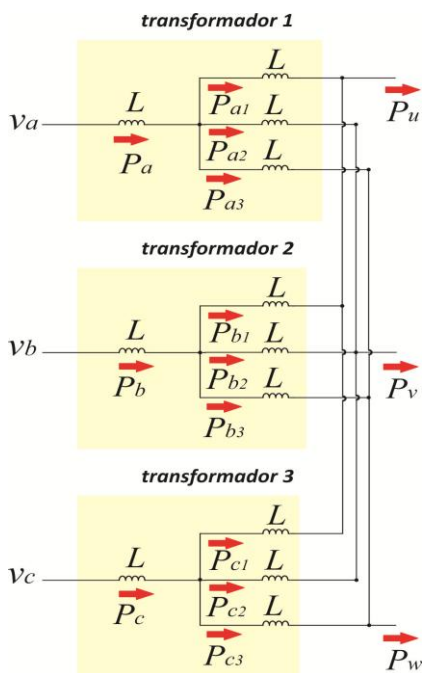


Figura 5.7: Modelo equivalente do *link* magnético sem injeção de potência auxiliar considerando o modelo T dos transformadores.

Considera-se que quando refletida ao enrolamento primário de cada transformador, todas as indutâncias das portas principais tem o mesmo valor L . Com base na figura as potências de saída são dadas por (5.1).

$$\begin{cases} P_u = P_{a1} + P_{b1} + P_{c1}; P_v = P_{a2} + P_{b2} + P_{c2} \\ P_w = P_{a3} + P_{b3} + P_{c3} \end{cases} \quad (5.1)$$

As potências de entrada por sua vez, são dadas por (5.2):

$$\begin{cases} P_a = P_{a1} + P_{a2} + P_{a3}; P_b = P_{b1} + P_{b2} + P_{b3} \\ P_c = P_{c1} + P_{c2} + P_{c3} \end{cases} \quad (5.2)$$

As potências transmitidas entre as fontes e as portas de carga são dadas por (5.3).

$$\begin{cases} P_u = \frac{V_a V_u}{a_{au} \omega L_{au}} \psi_u(\varphi_u) + \frac{V_b V_u}{a_{bu} \omega L_{bu}} \psi_u(\varphi_u) + \frac{V_c V_u}{a_{cu} \omega L_{cu}} \psi_u(\varphi_u) \\ P_v = \frac{V_a V_v}{a_{av} \omega L_{av}} \psi_v(\varphi_v) + \frac{V_b V_v}{a_{bv} \omega L_{bv}} \psi_v(\varphi_v) + \frac{V_c V_v}{a_{cv} \omega L_{cv}} \psi_v(\varphi_v) \\ P_w = \frac{V_a V_w}{a_{aw} \omega L_{aw}} \psi_w(\varphi_w) + \frac{V_b V_w}{a_{bw} \omega L_{bw}} \psi_w(\varphi_w) + \frac{V_c V_w}{a_{cw} \omega L_{cw}} \psi_w(\varphi_w) \end{cases} \quad (5.3)$$

sendo $a = N_{s1}/N_p$.

Considerando que os transformadores possuam parâmetros bem semelhantes pode-se escrever, para o fluxo de potência na porta u , as equações (5.4) e (5.5).

$$\frac{1}{\omega L_{au}} \psi_u(\varphi_u) = \frac{1}{\omega L_{bu}} \psi_u(\varphi_u) = \frac{1}{\omega L_{cu}} \psi_u(\varphi_u) = K \quad (5.4)$$

$$P_u = V_a \frac{V_u}{a_{au}} K + V_b \frac{V_u}{a_{bu}} K + V_c \frac{V_u}{a_{cu}} K \quad (5.5)$$

Adotando que as tensões nos secundários quando refletidas para o enrolamento primário tem a mesma amplitude da tensão primária, a equação (5.5) pode ser escrita como (5.6), na qual se observa que a po-

tência demandada na porta u é igualmente dividida entre as fontes de entrada. Seguindo o mesmo procedimento chega-se a equação (5.7).

$$P_u = 3V_{fonte} V_u' K = 3P_{fontes} \Rightarrow P_{fontes} = \frac{P_u}{3} \quad (5.6)$$

$$P_{fonte} = \frac{P_u}{3} = \frac{P_v}{3} = \frac{P_w}{3} \quad (5.7)$$

5.3.3 Manutenção da potência demandada pelas cargas na falta de uma fonte.

Neste aborda-se a situação do conversor operando com carga equilibrada e sem participação da fonte auxiliar ($P_{aux} = 0$). Se por algum motivo perde-se a fonte da fase “a” ($P_a = 0$), a nova distribuição de potência nos transformadores será como mostrada na Figura 5.8.

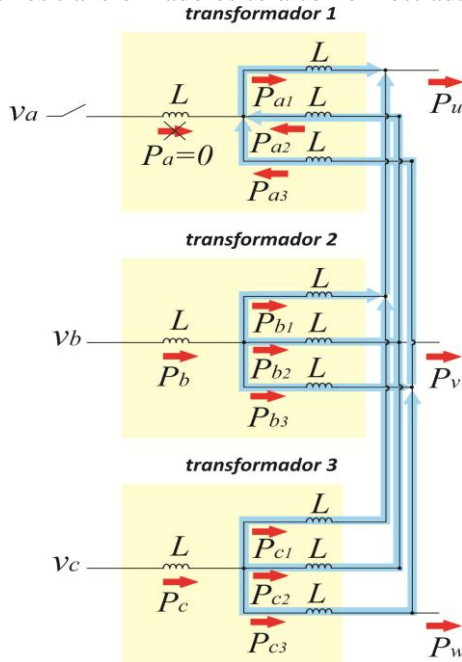


Figura 5.8: Fluxos de potência no link magnético com a perda de uma fonte principal.

O balanço de potência, imposto pelo controle dos conversores, no transformador 1 será dado por (5.8).

$$P_{a1} + P_{a2} + P_{a3} = 0 \quad (5.8)$$

Substituindo-se (5.8) na equação do fluxo de porta u têm-se (5.9).

$$P_u = -P_{a2} - P_{a3} + P_{b1} + P_{c1} \quad (5.9)$$

Das outras portas de saída pode-se obter (5.10), que se substituindo em (5.9) chega-se a:

$$\begin{cases} P_{a2} = P_v - P_{b2} - P_{c2} \\ P_{a3} = P_w - P_{b3} - P_{c3} \end{cases} \quad (5.10)$$

$$P_u = -P_v + P_{b2} + P_{c2} - P_w + P_{b3} + P_{c3} + P_{b1} + P_{c1} \quad (5.11)$$

Trabalhando-se na equação (5.11), chega-se a (5.12), onde $P_{out} = P_u + P_v + P_w$ e $P_{in} = P_b + P_c$.

$$P_{in} = \frac{3}{2} P_{out} \quad (5.12)$$

Da equação (5.12) observa-se que na falta de uma fonte, a potência demandada é dividida de forma igualitária entre as portas de entrada restante, no caso porta b e porta c .

5.3.4 Equalização quase automática de potência entre as fontes no cenário de desequilíbrio de cargas.

Considerando a equação (5.5) e aplicando-se uma perturbação de carga na porta u , conforme mostra-se na equação (5.13). Ressalta-se que neste instante é omitida a relação de transformação dos transformadores. Como a mesma não varia, não influenciará na análise realizada.

$$P_u + \Delta P_u = V_a(V_u' + \Delta V_u')K + V_b(V_u' + \Delta V_u')K + \dots + V_c(V_u' + \Delta V_u')K \quad (5.13)$$

Como $V_a = V_b = V_c = V$, (5.13) pode-se verificar através de (5.14) que a perturbação de potência é igualmente dividida entre as fontes.

$$\Delta P_u = 3V\Delta V_u'K \Rightarrow V\Delta V_u'K = \frac{\Delta P_u}{3} \quad (5.14)$$

5.3.5 Simulações computacionais da topologia D1

Para validar o funcionamento da estrutura, foram realizadas simulações computacionais sob algumas condições de operação, discriminadas nos próximos itens. Na Tabela 5 mostram-se os principais dados da estrutura simulada.

Tabela 5: Dados da topologia D1 simulada.

Grandeza	Valores
$(V_w; V_v; V_c)$ tensão CC nas portas de entrada	400 V
$(V_w; V_v; V_w)$ tensão CC nas portas de saída	200 V
$(P_w; P_v; P_w)$ potência nominal nas portas ca de saída	12 kW em cada porta
f_s (frequência de comutação) no link magnético	20 kHz
f (frequência da rede ca de entrada e de saída)	60 Hz
Configuração da geração auxiliar	Unipolar com interligação conforme a Figura 5.5

5.3.5.1 Resposta do sistema com degrau de carga na fase u

Neste conjunto de simulações, inicialmente o SST está operando com potência de 5 kW em todas as portas. Aproximadamente no instante $t = 4s$ ocorre um degrau de carga na porta u , levando a potência da mesma para 10,5 kW, conforme mostrado na Figura 5.9. Observa-se na

Figura 5.10 o comportamento das tensões nos barramentos cc de saída. Na Figura 5.11 mostram-se as correntes nas cargas, que no caso da carga ligada na porta u chegam a 78,7 A, eficazes após o degrau de carga. Na Figura 5.12 são mostradas as tensões nos barramentos cc de entrada.

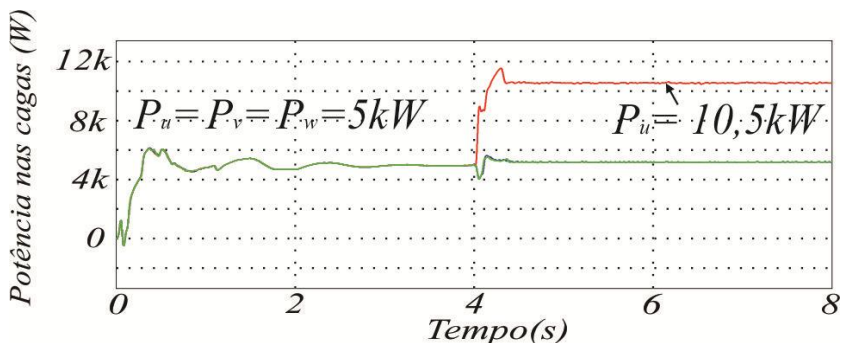


Figura 5.9: Potência nas cargas.

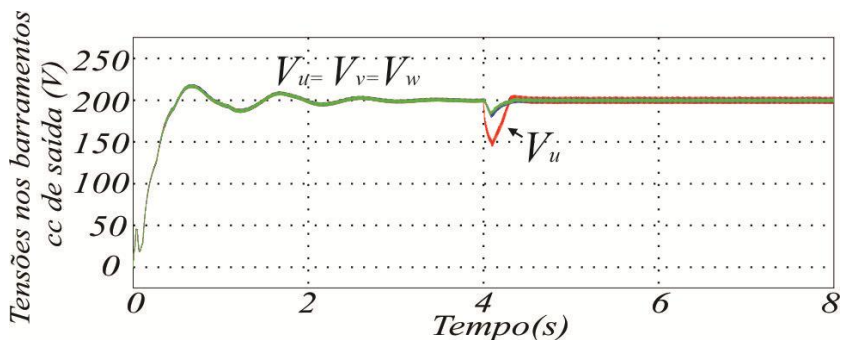


Figura 5.10: Tensões nos barramentos cc de saída.

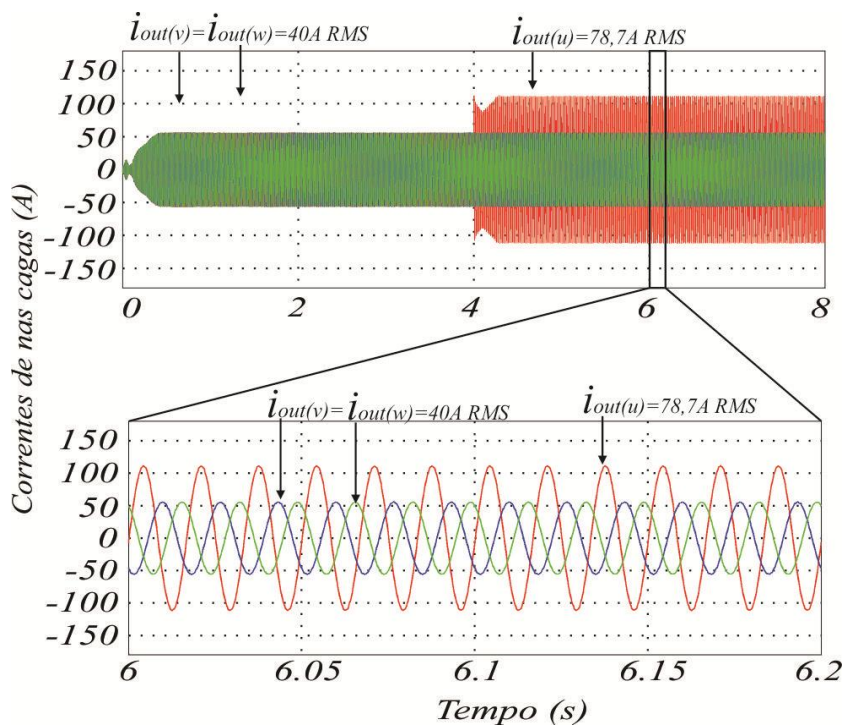


Figura 5.11: Corrente nas cargas.

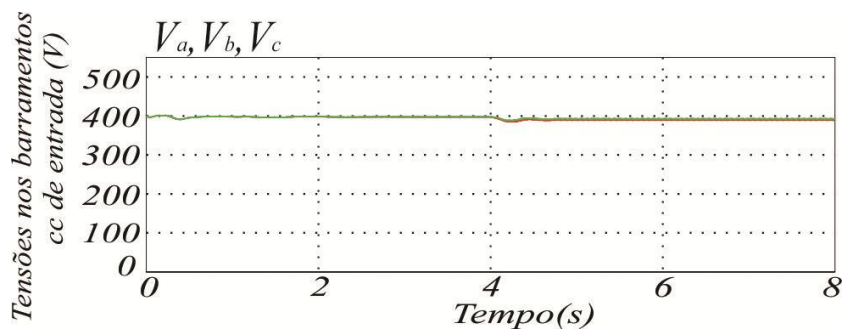


Figura 5.12: Tensões nos barramentos cc de entrada.

Na Figura 5.13 mostram-se as correntes nas fontes de entrada. Observa-se que todas as correntes têm seus valores eficazes aumentados. Apesar da corrente alocada na porta *a* possuir valor eficaz maior (em torno de 46,25 A), este valor não é tão distante dos valores das outras correntes que se estabilizam em torno de 38 A. Por outra forma, verifica-se que apesar de haver um grande desequilíbrio de corrente na saída, as correntes de entrada mantem-se quase equilibradas.

Na Figura 5.14 verifica-se a distribuição de potência nas fontes de entrada. Pela teoria apresentada, esperava-se que as potências fossem distribuídas de forma igualitária. Porém, observa-se que não foi conseguido na simulação. O motivo que ocasionou este desequilíbrio não foi detectado, mas percebe-se que o desequilíbrio não foi tão elevado.

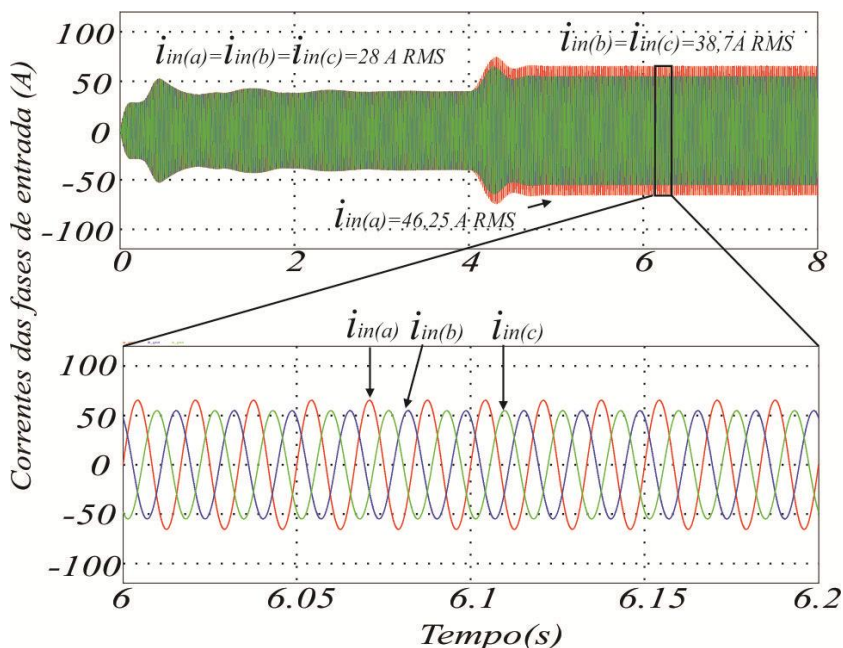


Figura 5.13: Correntes nas fases de entrada.

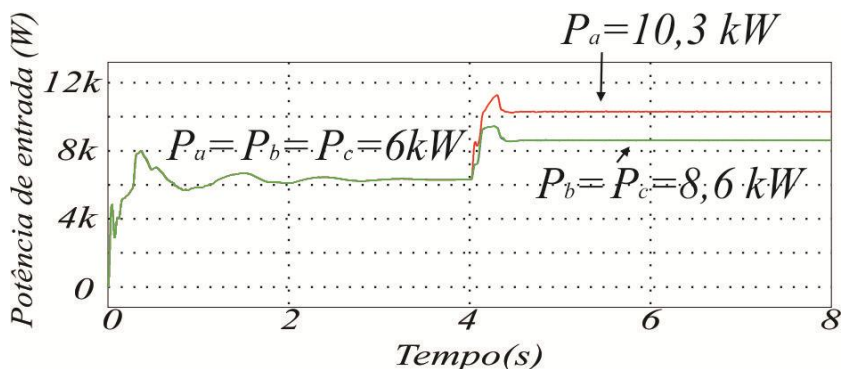


Figura 5.14: Potência das fontes de entrada.

5.3.5.1 Resposta do sistema à queda da fase *b*

No próximo conjunto de simulações a fonte alocada na fase *b* é desconectada do sistema em $t = 4s$. Na Figura 5.15 mostram-se as correntes nas fases *a*, *b*, *c* antes e após a queda da fonte da fase *b*. Observa-se que as correntes das fases restantes têm seus valores eficazes aumentados para aproximadamente 46A, de modo a compensar a queda da fase *b*.

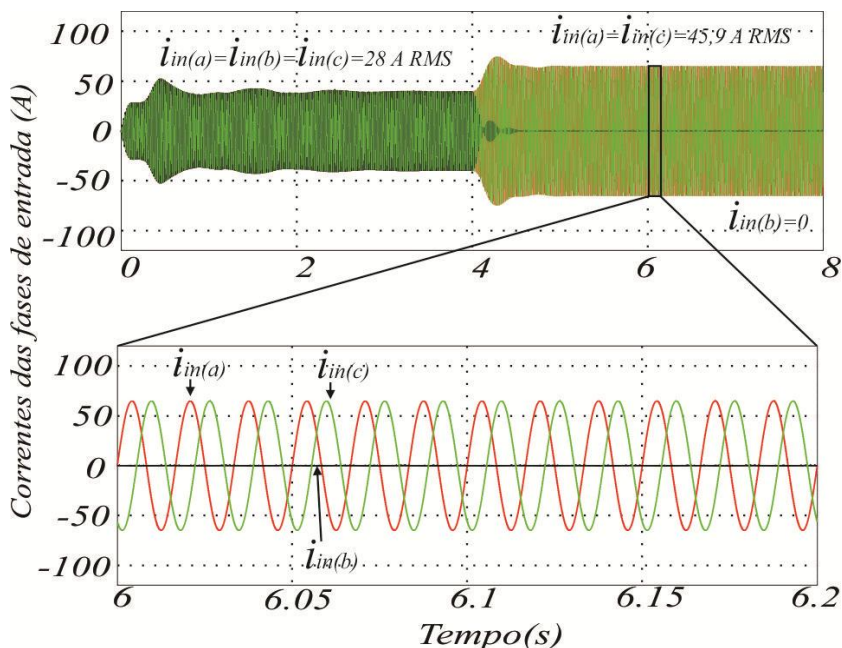


Figura 5.15: Corrente nas fontes de entrada com a queda da fase b .

Na Figura 5.16 mostram-se as correntes nas cargas. Destaca-se que exceto pela leve perturbação sofrida pela corrente $i_{out(v)}$, o SST mantém em sua saída um sistema trifásico equilibrado e com a mesma potência anterior a falta da fase b .

Na Figura 5.17 mostram-se as potências nas cargas. Observa-se que são mantidas em 5 kW. Apesar do wattímetro do PSIM ter indicado uma medição menor na potência em P_v , como as cargas são resistivas e a tensão sob elas são mantidas, afirma-se que nenhuma das portas teve sua potência alterada.

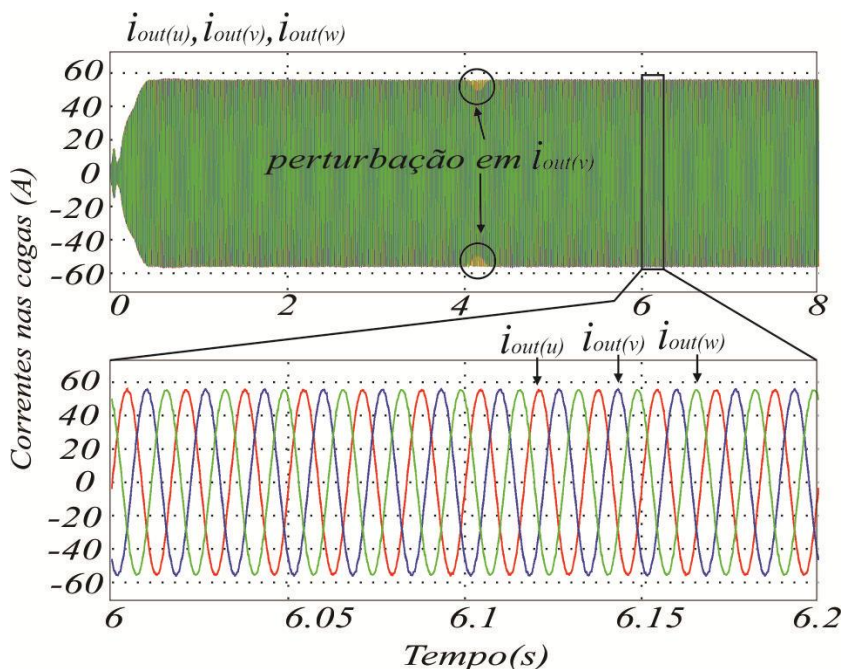


Figura 5.16: Corrente nas cargas com a queda da fase *b*.

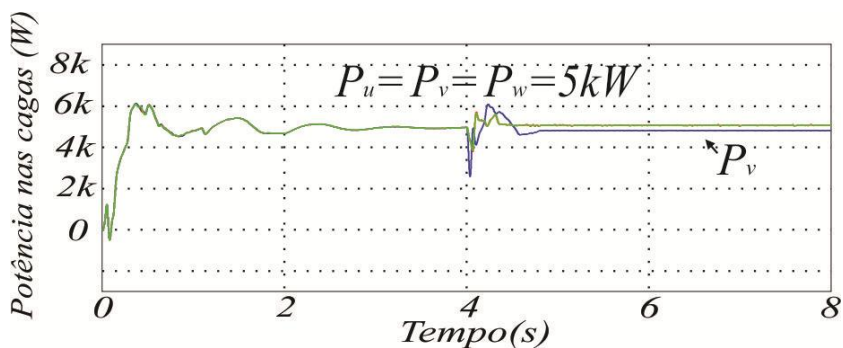


Figura 5.17: Potência nas cargas com a queda da fase *b*.

As tensões nos barramentos cc de saída são verificadas na Figura 5.18. Percebe-se que após o transitório, a tensão V_v tem seu valor recuperado. As novas distribuições de potências nas fontes de entrada são apresentadas na Figura 5.19. Claramente é observado que as fases *a* e *c*

assumiram cada uma a metade da potência total anteriormente suprida pela fase *b*, o que comprova as estimativas já previstas na abordagem teórica feita no item 5.3.3 para a falta da fase *a*.

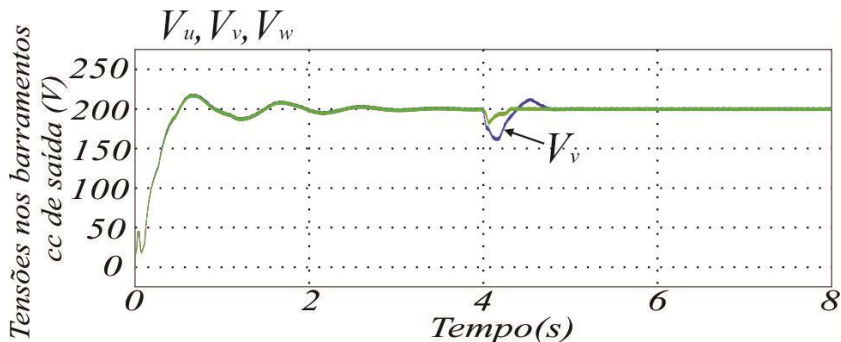


Figura 5.18: Tensões nos barramentos cc de saída com a queda da fase *b*.

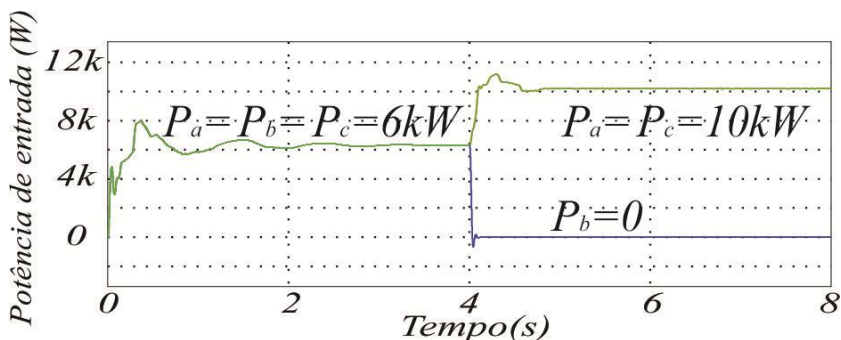


Figura 5.19: Potência nas fontes de entrada com a queda da fase *b*.

5.3.5.1 Comportamento do sistema com injeção/dreno de potência na porta auxiliar

O último conjunto de simulações é realizado considerando a participação quanto à injeção e dreno de potência da porta auxiliar. Inicialmente o sistema está operando apenas suprimindo potência para as cargas. Em $t = 4,5$ s, Figura 5.20, a porta auxiliar entra no sistema drenando uma potência de 10 kW. Em $t = 7$ s a porta auxiliar inverte o fluxo de potência, injetando 10 kW no sistema. Na Figura 5.20 percebe-se essa situação. Durante todo o processo as cargas são mantidas invariantes.

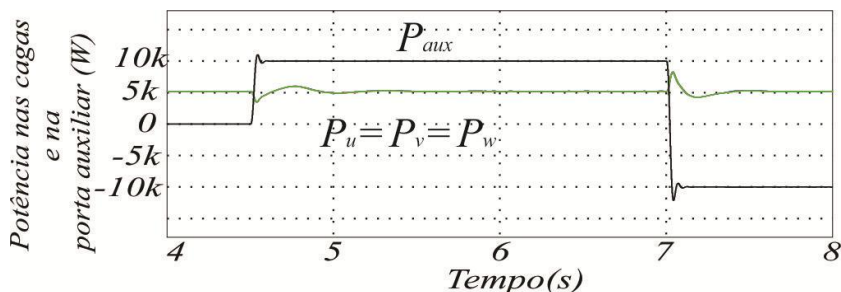


Figura 5.20: Potência nas cargas e na porta auxiliar.

Observa-se na Figura 5.21 que a potência drenada na porta auxiliar ($P_{aux}=10 \text{ kW}$) é igualmente dividida entre as fases de entrada ($P_a = P_b = P_c = 6 \text{ kW} + 10 \text{ kW}/3 = 9,33 \text{ kW}$). O mesmo acontece quando a porta auxiliar está injetando potência no sistema ($P_a = P_b = P_c = 6 \text{ kW} - 10 \text{ kW}/3 = 2,66 \text{ kW}$).

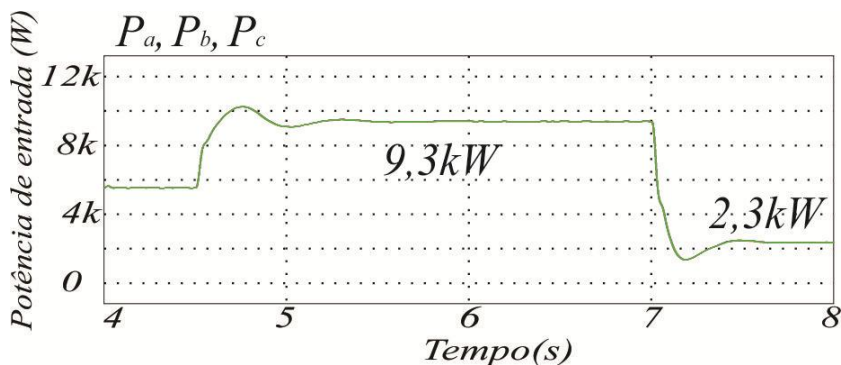


Figura 5.21: Potência nas fases de entrada com participação da porta auxiliar.

Na Figura 5.22 mostra-se o comportamento das correntes nas fases a , b , c . Observa-se a boa dinâmica nos momentos de inversão do fluxo de potência da porta auxiliar. Na Figura 5.23 verifica-se que, salvo a pequena perturbação que ocorre em $t = 4,5 \text{ s}$, as correntes nas cargas praticamente não são afetadas pela injeção ou dreno de potência no *link* magnético, ou seja, o controle de tensão nos barramentos cc possibilita que esse processo seja transparente para as cargas.

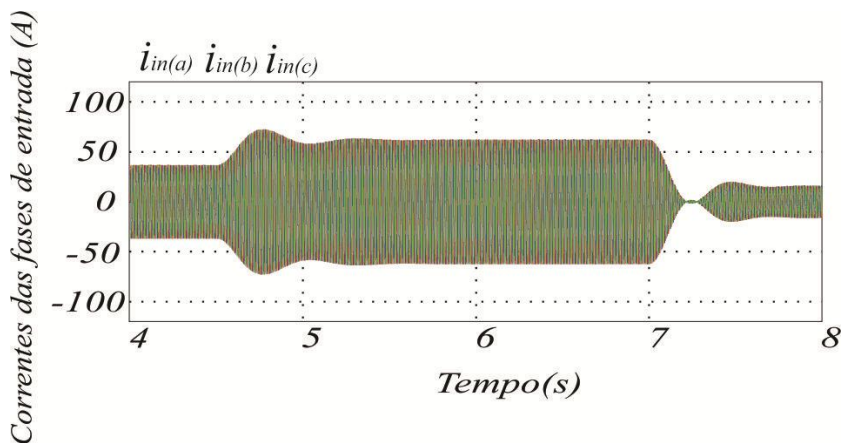


Figura 5.22: Corrente nas fases de entrada com participação da porta auxiliar.

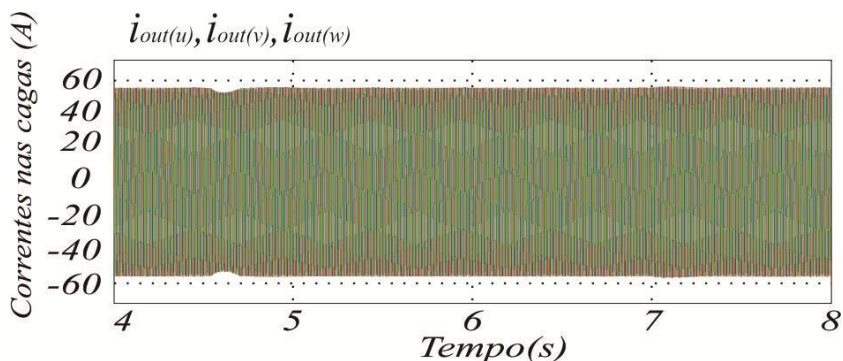


Figura 5.23: Corrente nas cargas com participação da porta auxiliar.

Observando-se a Figura 5.24 notam-se as perturbações sofridas pelas tensões do barramento cc de saída. Novamente, destaca-se a boa dinâmica do compensador, que nas duas situações restabelece a tensão para seu valor específico em torno de 0,5 s. Os picos de tensões (170 V no dreno de potência e 238 V na injeção de potência) certamente seriam menores se a potência da porta auxiliar fosse menor ou se sua entrada/saída fosse realizada de forma mais suave, como em rampa por exemplo.

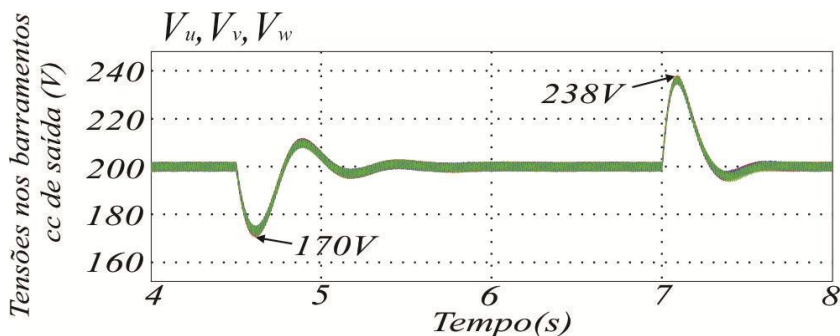


Figura 5.24: Tensões nos barramentos cc de saída com participação da porta auxiliar.

5.4 Comentários finais do capítulo

Neste capítulo foram apresentadas duas novas topologias com potenciais aplicações para SST do tipo D. As estruturas propostas se caracterizam por terem capacidade de alimentar cargas monofásicas, trifásicas e em corrente contínua.

A topologia denominada de D1 foi estudada e destacada duas características importantes da mesma: a manutenção da alimentação das cargas na falta de uma fase e a quase equalização de potência entre as fases.

Essas duas características, deduzidas a partir de equações matemáticas simples, e comprovadas por simulações computacionais, fazem desta arquitetura uma estrutura muito promissora para utilização como SST.

No capítulo seguinte são apresentados os comentários finais do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

6 COMENTÁRIOS FINAIS E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

6.1 Comentários finais

Neste trabalho, inicialmente, fez-se um breve histórico das principais topologias apresentadas na literatura para servirem como Transformadores de Estado Sólido (SST – *Solid State Transformer*).

Em seguida, mostrou-se de forma qualitativa algumas vantagens e desvantagens de se utilizar conversores multiportas com um único transformador e/ou com vários transformadores. Destacou-se que a opção por uma ou outra configuração depende de vários fatores tais como: potência processada, níveis de tensão e corrente envolvidos, frequência utilizada, volume final desejado, etc. Em seguida, fez-se apresentação do conversor MAB monofásico, generalizando o equacionamento matemático do mesmo para n portas, onde mostrou-se que a potência máxima transmitida é limitada pelo número de portas do conversor. Apresentou-se também uma técnica sugerida na literatura para controle da tensão nas portas dos conversores MAB, que é fundamentada no balanço de potência. A seguir, introduziu-se uma sugestão de modelo de pequenos sinais do conversor MAB, originado a partir da expansão em série de Taylor das equações de corrente nas portas do conversor estudado. De posse disso, pode-se verificar a facilidade na introdução de um compensador *feedforward* na malha de controle, para amenizar a interferência que o transitório de carga, em uma porta, provoca na tensão da outra.

No Capítulo 3, introduziu-se uma nova família de conversores cc-cc. As topologias derivam dos conversores DAB e TAB; então, logicamente fazem parte da família de conversores MAB. A principal característica dessa família é a capacidade de interligar redes cc bipolares e unipolares. Dessa forma, podem ser utilizadas como um “transformador cc-cc”, servindo para adequar níveis de tensão entre fontes e cargas nas microrredes de corrente contínua, ou como elementos intermediários em transformadores de estado sólido tipo D. Por serem multiportas, também podem acomodar sistemas de acumulação de energia. Foi escolhida a

topologia 1 (denominada aqui de DAB+DAB) para ser analisada. Suas principais relações matemáticas foram descritas juntamente com suas formas de onda e etapas de operação. Um conversor DAB+DAB foi projetado, simulado, construído e testado em bancada. Na simulação computacional foi inserida a malha de *feedforward* proposta para conversores da família MAB. Observou-se a minimização da interferência que uma porta provoca na tensão da outra, quando há um transitório de carga. Nos testes em bancada não foram observadas as interferências entre as portas durante os transitórios de carga. Logo, na bancada não foi necessário inserir a malha *feedforward*.

Posteriormente, no Capítulo 4, foram introduzidas topologias de SST ca-ca. Da mesma forma que as topologias cc-cc, as ca-ca, descritas nos capítulos anteriores, são derivadas do conversor DAB. Neste trabalho foram adequadamente configuradas para processar tensões e correntes senoidais sem etapas de retificação. Por não possuírem capacidade de acumulação de energia, estas topologias são adequadas à classificação do tipo A. Todas as topologias apresentadas possuem entrada e saída monofásicas, porém, podem ser associadas para formarem estruturas trifásicas. Também podem ter suas entradas e/ou saídas e/ou ambas, associadas em série ou paralelo com o intuito de aumentar a capacidade de processamento de potência, mediante a necessidade do sistema.

Comentou-se que uma desvantagem dessas topologias é o alto conteúdo harmônico da corrente que as mesmas drenam da fonte. Mostrou-se então, que para a corrente drenada da fonte ser senoidal é necessário a utilização de filtros na entrada. Estes podem ser passivos (LC) ou ativos.

Nesse capítulo ainda foi sugerida a utilização de um filtro ativo com capacidade de acomodar sistemas de geração com fontes alternativas e/ou acumulação de energia. Dessa forma, o filtro atuaria na filtragem dos harmônicos da corrente de entrada dessas estruturas e, na falta da rede principal, auxiliaria na manutenção de alimentação da carga que estivesse ligada ao SST.

No Capítulo 4 foram realizadas análises matemáticas e simulações computacionais da topologia denominada de DAB ca-ca de ponto médio. Esta topologia deriva diretamente de um conversor DAB; porém, possui um transformador com tap central. Essa nova configuração do transformador possibilitou o surgimento de mais duas portas na estrutura, fazendo com que a topologia possa ser vista como um DAB ca-ca com quatro portas. Então, o DAB ca-ca de ponto médio foi estudado e

modelado, teve suas etapas de operação analisadas, e suas principais características apresentadas.

Mostrou-se que apesar de possuir quatro portas, o controle da estrutura é realizado de forma simples, apenas por um único defasamento angular. Um DAB ca-ca com ponto médio foi projetado e os resultados de simulação computacional foram apresentados, reforçando e comprovando as análises teóricas e a potencialidade da topologia.

Ainda no Capítulo 4 também foi analisada matematicamente a topologia denominada de DAB ca-ca misto. Para comprovar seu funcionamento um protótipo foi montado. Resultados experimentais foram expostos verificando-se a viabilidade do mesmo.

Prosseguindo com as propostas das estruturas, no Capítulo 5 foram sugeridas duas topologias do tipo D para SST.

Estas topologias possuem barramentos cc capacitivos que podem acomodar sistemas de acumulação, ou ainda servirem de ponto de injeção ou de consumo de corrente cc. A topologia denominada D1 foi simulada. Com a simulação, pode-se comprovar que na falta de uma das portas a ligação dos transformadores mantém as cargas alimentadas. Esse detalhe é uma característica muito importante dessa topologia, que em conjunto com a mesma, formam uma das contribuições desse capítulo para a tese.

Duas outras características da topologia D1 é a quase equalização de potência nas fases de entrada, mesmo com cargas desequilibradas na saída; e a distribuição de potência entre duas fases de entrada na falta da terceira.

A topologia D1 foi estudada e simulada. Com os resultados da simulação pode-se comprovar as características supracitadas.

Ressalta-se que a utilização de arquiteturas para transformadores de estado sólido é uma tendência cada vez mais vigente e primordial para a melhor eficiência dos mesmos. As topologias apresentadas no trabalho mostraram potencial para aplicação nessa nova fronteira da eletrônica de potência. Certamente, outras modulações como a *dual phase shift* poderia contribuir para melhorar a distribuição das perdas e ou até mesmo minimizá-las quando aplicada nas topologias cc-cc mostradas no Capítulo 3, porém não foi o objetivo do trabalho.

Embora analisadas e experimentadas utilizando modulação *phase-shift* tradicional, as topologias ca-ca apresentadas no Capítulo 4 possivelmente apresentem rendimentos elevados aplicando outro tipo de modulação, como por exemplo a vetorial ou de múltiplas portadoras. Essa afirmação foi legitimada durante os testes de bancada do DAB ca-

ca misto, onde após observação de algumas sobretensões nas chaves concluiu-se que um acionamento independente para cada chave com um atraso poderia reduzir as sobretensões.

6.2 Sugestões de trabalhos futuros

Diante do texto exposto anteriormente, observa-se que existem ainda uma grande variedade de entraves a serem resolvidos. Assim, sugere-se como trabalhos futuros;

- Análise matemática e montagem em bancada das outras topologias cc-cc sugeridas no Capítulo 3;
- Análise matemática e montagem em bancada das outras topologias sugeridas no Capítulo 4;
- Montagem de arquiteturas trifásicas usando as topologias sugeridas no Capítulo 4;
- Aplicação de outras modulações além da *phase-shif* nas topologias cc-cc e avaliar a distribuição de perdas;
- Avaliação do impacto de outras modulações, como por exemplo a vetorial, nas topologias ca-ca propostas na tese;
- Modelagem matemática e avaliação experimental da topologia D2 utilizando alguma técnica de desacoplamento das correntes entre as portas;

7 PRODUÇÃO ACADÊMICA DURANTE O DOUTORADO

➤ Artigos publicados/apresentados em congressos (2011-2016)

1. Project and Conception of a DAB Converter (Dual Active Bridge) utilizing the Gyrator's Theory

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Márcio S. Ortmann, Rômulo Schweitzer, Samir A. Mussa, Denizar C. Martins

Apresentado no COBEP (Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência) 2011, Natal (RN), setembro, 2011.

2. Design and experimental results of the TAB converter with PV power Injection

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Márcio S. Ortmann, Rômulo Schweitzer, Samir A. Mussa, Denizar C. Martins

Apresentado no COBEP (Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência) 2011, Natal (RN), setembro, 2011.

3. Modelagem e Controle dos Conversores DAB e TAB Utilizando a Teoria do Gyrator

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins

Apresentado no CBA (Congresso Brasileiro de Automática) 2012, Campina Grande (PB), setembro, 2012.

4. Projeto e Construção de um Conversor SEPIC para Condicionamento de Energia Solar Fotovoltaica

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins, Ricardo C. Marcon

Apresentado no CBENS (Congresso Brasileiro de Energia Solar) 2012, São Paulo (SP), setembro, 2012.

5. Analysis and Control of the TAB Converter with Democratic Current Sharing Using the Gyrator Theory

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins

Apresentado no PCIM (Power Electronics South America) 2012, São Paulo (SP), setembro, 2012.

6. Dual Active Bridge as Gyrator

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins

Apresentado no ICSET (The 3rd IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies) 2012, Kathmandu, Nepal, setembro, 2012.

7. Influence of Power Converters on PV Maximum Power Point Tracking Efficiency

AUTORES: Roberto F.Coelho, Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins

Apresentado no INDUSCON (10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications) 2012, Fortaleza (CE), novembro, 2012.

8. Digital MPPT Technique for PV Panels with a Single Voltage Sensor

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins

Apresentado no INTELEC (34th International Telecommunications Energy Conference) 2012, Scottsdale (US), setembro/outubro, 2012.

9. Power Converter Voltage Divider to Charge Batteries of the Micro-Grid with Photovoltaic Modules

AUTORES: Walbermark Marques dos Santos, Hugo Larico, André Tonelli Schneider, Denizar Cruz Martins

Apresentado no The IEEE 4th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems) 2013, em Roger, Arkansas (USA) July, 2013.

10. A New Method for Connecting of Photovoltaics Modules in DC Microgrid

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Hugo Larico, Andre Tonelli Schneider, João Paulo Dias, Denizar C. Martins

Apresentado no COBEP (Brazilian Power Electronics Conference), Gramado-RS-Brasil, 2013.

11. DC Microgrids with Photovoltaic Generation and High Frequency Isolation Connected to Utility Grid

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Adriano Ruseler, Denizar C. Martins

Apresentado no COBEP (Brazilian Power Electronics Conference), Gramado-RS-Brasil, 2013.

12. Paralleling of DAB Converter Using the Gyrator Theory

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Henrique Rocha Mamed, Denizar C. Martins

Apresentado no COBEP (Brazilian Power Electronics Conference), Gramado-RS-Brasil, 2013.

13. Using the Input Characteristic Impedance of a Static Converters for MPPT PV Systems

AUTORES: Jefferson Zanotti, Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins

Apresentado no EPECS (The 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion System), 2013.

14. A New Mppt Technique For Pv Systems Using Input Characteristic Impedance Of Static Converters

AUTORES: Jefferson Zanotti, Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins

Apresentado no EU PVSEC (28th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition) 2013.

15. O Conversor Dab (Dual Active Bridge)

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Henrique Rocha e Mamede, Denizar C. Martins

Apresentado no SEPOC (7º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle), Santa Maria, RS, Brasil, 2013.

16. Propulsion and Battery Charging Systems of an All-Electric Boat Fully Constructed with Interleaved Converters Employing Interphase Transformers and Gallium Nitride (GaN) Power FET Semiconductors

AUTORES: Thiago B.Soeiro, Tiago K.Jappe, Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins, Marcelo L.Heldwein.

Artigo aprovado e apresentado no APEC (Applied Power Electronics Conference and Exposition), Fort Worth, Texas, 2014.

17. Métodos De MPPT Para Sistemas Fotovoltaicos: Revisão dos Principais Métodos e Novas Propostas

AUTORES: Denizar C. Martins ,Roberto Francisco Coelho, Walbermark M. dos Santos, Jefferson W.Zanotti.

Artigo aprovado e apresentado na Conferência Internacional REGSA, Unisul, Florianópolis, SC, Brasil, 2014.

18. Topologia de conversor derivado do conversor triple active bridge para microrredes cc

AUTORES:Walbermark M.dos Santos, Thiago A.Pereira, Henrique R. e Mamede, Denizar C.Martins.

Artigo aprovado e apresentado no 20ºCongresso Brasileiro de Eletrônica de Potência-CBA- Belo Horizonte, MG, Brasil, 2014.

19. Modelagem e controle do conversor cc-cc elevador dab+dab em uma microrrede cc bipolar

AUTORES:Walbermark M.dos Santos, Thiago A.Pereira, Henrique R. e Mamede, Denizar C.Martins.

Artigo aprovado e apresentado no 20ºCongresso Brasileiro de Eletrônica de Potência-CBA- Belo Horizonte, MG, Brasil, 2014.

20. 3SCC (Three State Commutating Cell) Converter to Charge Batteries of the Micro-Grid with Photovoltaic Modules

AUTORES: Walbermark M.dos Santos, Henrique R. e Mamede,Thiago A.Pereira, Denizar C.Martins.

Artigo aprovado e apresentado no IEEE-INDUSCON20º, Juiz de Fora, MG, Brasil, 2014.

21. Modeling and Control of the New DC-DC Step-up Converter to Bipolar DC Microgrid

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Thiago A. Pereira, Carolina Knasel, Henrique R. e Mamede, Denizar C.Martins.

Artigo aprovado e apresentado no 36th International Communications Energy Conference-INTELEC, Vancouver Convention Centre, CANADA, 2014.

22. Paralleling of dab converter using the gyrator theory

AUTORES:Walbermark M.dos Santos, Henrique R. e Mamede, Denizar C.Martins.

Artigo aprovado e apresentado no 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, Galway, Ireland, 2014.

23. The maximum power point tracking for pv systems: introduction to the input characteristic impedance method

AUTORES: Jefferson Zanotti, Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins.

Artigo aprovado e apresentado no 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems-PEDG, Galway, Ireland, 2014.

24. Modelagem e controle de um conversor cc-cc para microrredes bipolares

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Henrique R. e Mamede, Thiago A. Pereira, Denizar C. Martins.

Artigo aprovado e apresentado no 8º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle-SEPOC, Santa Maria, RG, Brasil, 2014.

25. Novo conversor cc-cc para microrredes bipolares

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Henrique R. e Mamede, Thiago A. Pereira, Denizar C. Martins.

Artigo aprovado e apresentado no 8º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle-SEPOC, Santa Maria, RG, Brasil, 2014.

26. A DAB-Based Solid-State Transformer with High Reliability as to the Power Supply

AUTORES: Henrique R. e Mamede, Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins.

Artigo aprovado e apresentado no 13th Brazilian Power Electronics, Conference-COBEP and 1st Southern Power Electronics, Fortaleza, Ceará, Brasil, 2015.

27. A New DC-DC Power Converter Derived from the TAB for Bipolar DC Microgrids

AUTORES: Henrique R. e Mamede, Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins.

Artigo aprovado e apresentado no IEEE Energy Conversion Congress & EXPO-ECCE, Montreal, Canadá, 2015.

28. A Multicell Dual-Active Bridge Converter for Increasing the Reliability of Power Supply in a DC Microgrid

AUTORES: Henrique R. e Mamede, Walbermark M. dos Santos, Roberto F. Coelho, Denizar C. Martins.

Artigo aprovado e apresentado no First International Conference on DC Microgrids-ICDCM, Atlanta, GA, USA, 2015.

29. Interconnection of DAB Converters for Application in Solid-State Transformers with Redundancy

AUTORES: Henrique R. e Mamede, Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins.

Artigo aprovado e apresentado no 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems-PEDG, AA-CHEN, GERMANY, 2015.

30. AC-AC Hybrid Dual Active Bridge Converter for Solid State Transformer

AUTORES: Gabriel Grunitzki Facchinello, Henrique Mamede, Lucas Lapolli Brighenti, Sergio Luis Brockveld Junior, Walbermark Dos Santos, Denizar Cruz Martins

Artigo aprovado para ser apresentado no 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems-PEDG, Vancouver-Canada, 2016.

31. AC-AC Dual Active Bridge Converter for Smart Grid Applications

AUTORES: Gabriel Grunitzki Facchinello, Henrique Mamede, Lucas Lapolli Brighenti, Sergio Luis Brockveld Junior, Walbermark Dos Santos, Denizar Cruz Martins

Artigo aprovado para ser apresentado no 12 IEEE/IAS International Conference on Industry Applications –INDUSCON, Curitiba, Paraná, Brasil, 2016.

32. Caracterizador Elétrico de Módulos Fotovoltaicos Utilizando o Conversor cc-cc Cúk

AUTORES: Thiago A. Pereira, Walbermark M. dos Santos, Denizar Cruz Martins, Roberto F. Coelho.

Artigo aprovado para ser apresentado no 12 IEEE/IAS International Conference on Industry Applications –INDUSCON, Curitiba, Paraná, Brasil, 2016.

➤Mini-cursos ministrados em congressos (2011-2015)

1. Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Sistemas Fotovoltaicos: Revisão e novas propostas

AUTORES: Denizar C. Martins, Roberto F. Coelho, Walbermark M. dos Santos.

Apresentado no COBEP (Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência) 2011, Natal (RN), setembro, 2011.

2. Introdução aos Conversores Multiportas com Barramento Magnético

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins

Apresentado no CBA (Congresso Brasileiro de Automática) 2012, Campina Grande (PB), setembro, 2012.

3. Introdução à Geração Solar Fotovoltaica

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Roberto F. Coelho, André T. Schneider, Denizar C. Martins

Apresentado no 11ª SEPEX (Semana de Ensino, Pesquisa e Extensão da UFSC) 2012, Florianópolis (BR), UFSC, novembro, 2012.

4. Introdução à Microgeração Fotovoltaica: Conceitos e Normas

AUTORES: Roberto F. Coelho, Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins

Apresentado no 12ª SEPEX (Semana de Ensino, Pesquisa e Extensão da UFSC) 2013, Florianópolis (BR), UFSC, outubro, 2013.

➤ Artigos aceitos e publicados em revistas (2011-2015)

1. Active and Reactive Power Control in a Single-Phase Grid-Connected PV System with Optimization of the Ferrite Core Volume

AUTORES: Kleber C. A. de Souza, Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins.

Publicado na revista International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E), Vol.6, N.7, November-December 2011.

2. Application of the Voltage Fed TAB Converter as Energy Source Coupler

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Ricardo C. Marcon, Denizar C. Martins.

Publicado na revista IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS, Vol.9, No.4, JULY 2011.

3. Dual Active Bridge Converter as Gyrator

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins.

Publicado no Journal of Energy and Power Engineering, Vol.4, 2013.

4. Análise, Projeto e Construção do Conversor Dab (Dual Active Bridge) Monofásico

AUTORES: Walbermark M.dos Santos, Denizar C.Martins.

Aceito na Revista Brasileira de Eletrônica de Potência

5. Optimization of the Ferrite Core Volume in a Single-Phase Grid-Connected PV System with Active and Reactive Power Control

AUTORES: Kleber C.A.de Souza, Walbermark M.dos Santos, Denizar C.Martins.

Aceito na Revista Brasileira de Eletrônica de Potência

8 APÊNDICE

8.1 Análise do conversor QAB (Quad-Active-Bridge)

Na Figura 8.1 mostra-se o conversor QAB, que será analisado.

➤ Modulação

A modulação convencional dos conversores originados do conversor DAB é realizada de modo que as tensões nos terminais dos enrolamentos do transformador sejam quadradas e simétricas, ou seja, todos os conversores ponte completa operam com modulação a dois níveis e razão cíclica constante de 50%. Neste caso, o fluxo de potência entre as portas é controlado por defasagem angular (*phase-shifting*) entre as tensões quadradas nos terminais dos enrolamentos do transformador.

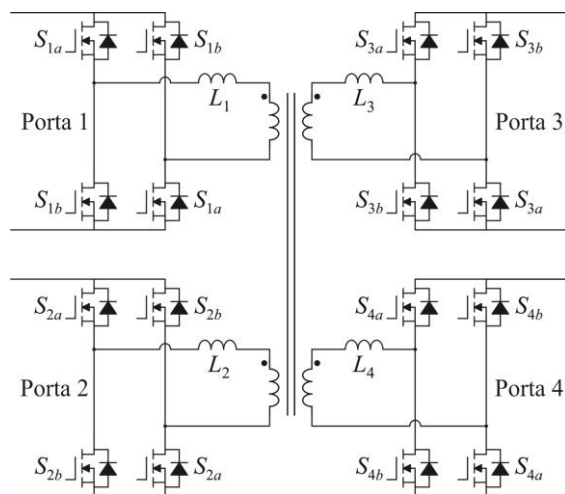


Figura 8.1: Conversor QAB.

A Figura 8.2 apresenta a modulação supracitada para um conversor

QAB. Nota-se que, na prática, um tempo morto deve ser inserido entre os comandos de um mesmo conversor a fim de evitar curto de braço, o que acarretaria em destruição dos interruptores deste.

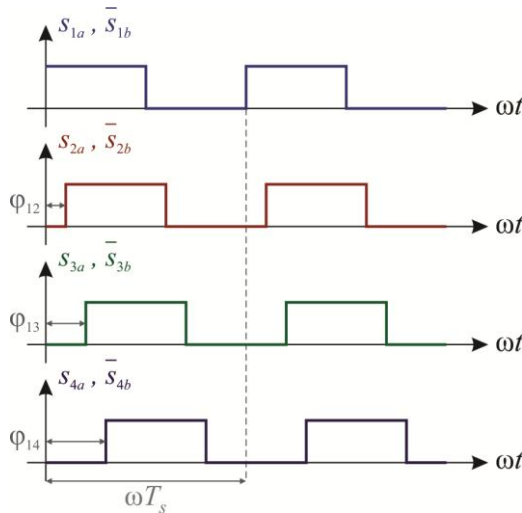


Figura 8.2: Sinais de comando para os interruptores do conversor QAB.

➤ Etapas de Operação

Considerando os sinais de comando apresentados na Figura 8.2, no caso em que $\phi_{13} = 2\phi_{12}$ e $\phi_{14} = 3\phi_{12}$ e as tensões nas portas possuem a mesma amplitude, obtém-se o caso especial caracterizado por possuir o menor número de etapas possíveis para este conversor, ou seja, oito etapas. Todas as oito etapas são descritas a seguir.

➤ 1ª Etapa: ($t_0 < t < t_1$)

Esta etapa é apresentada na Figura 8.3. Os interruptores S_{1a} , S_{2b} , S_{3b} e S_{4b} estão comandados a conduzir, entretanto devido ao sentido da corrente nas indutâncias os diodos D_{1a} , D_{3b} e D_{4b} conduzem juntamente com o interruptor S_{2b} .

As taxas de variação das correntes nos indutores são dadas por:

$$\begin{aligned}
 \Delta i_{L1} &= \frac{(-V'_2 - V'_3 - V'_4 - 3V_1)}{4L_1}(t_1 - t_0) \\
 \Delta i_{L2} &= \frac{(V_1 - V'_3 - V'_4 + 3V'_2)}{4L_2}(t_1 - t_0) \\
 \Delta i_{L3} &= \frac{(V_1 - V'_2 - V'_4 + 3V'_3)}{4L_3}(t_1 - t_0) \\
 \Delta i_{L4} &= \frac{(V_1 - V'_2 - V'_3 + 3V'_4)}{4L_4}(t_1 - t_0)
 \end{aligned} \tag{8.1}$$

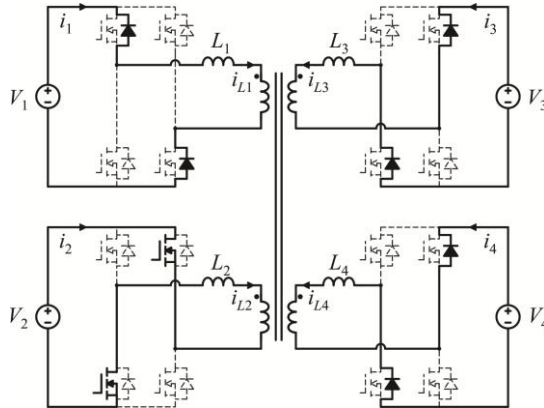


Figura 8.3: Primeira etapa.

➤ **2ª Etapa:** ($t1 < t < t2$)

Nesta etapa, mostrada na Figura 8.4, o interruptor S2b é comandado a bloquear e o interruptor S2a é comandado a conduzir, no entanto, devido ao sentido da corrente, o diodo D2a é o que conduz. Além disso, ocorre inversão do sentido da corrente em L3, fazendo com que a corrente deixe de fluir por D3b e passe a fluir por S3b.

As taxas de variação das correntes nos indutores são dadas por:

$$\begin{aligned}
 \Delta i_{L1} &= \frac{(V'_2 - V'_3 - V'_4 - 3V_1)}{4L_1}(t_2 - t_1) \\
 \Delta i_{L2} &= \frac{(V_1 - V'_3 - V'_4 - 3V'_2)}{4L_2}(t_2 - t_1) \\
 \Delta i_{L3} &= \frac{(V_1 + V'_2 - V'_4 + 3V'_3)}{4L_3}(t_2 - t_1) \\
 \Delta i_{L4} &= \frac{(V_1 + V'_2 - V'_3 + 3V'_4)}{4L_4}(t_2 - t_1)
 \end{aligned} \tag{8.2}$$

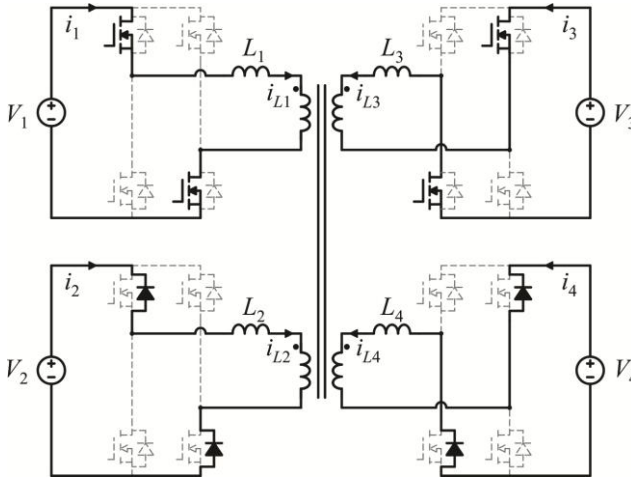


Figura 8.4: Segunda etapa.

➤ 3ª Etapa: ($t_2 < t < t_3$)

A etapa ilustrada na Figura 8.5, ocorre após o bloqueio de S3b e o comando para S3a conduzir, porém, devido ao sentido da corrente na indutância L3 o diodo D3a entra em condução. A corrente nas indutâncias L2 e L4 se invertem, fazendo com que S2a e S4b entrem em condução.

As taxas de variação das correntes nos indutores são dadas por:

$$\begin{aligned}
 \Delta i_{L1} &= \frac{(V'_2 + V'_3 - V'_4 - 3V_1)}{4L_1}(t_3 - t_2) \\
 \Delta i_{L2} &= \frac{(V_1 + V'_3 - V'_4 - 3V'_2)}{4L_2}(t_3 - t_2) \\
 \Delta i_{L3} &= \frac{(V_1 + V'_2 - V'_4 - 3V'_3)}{4L_3}(t_3 - t_2) \\
 \Delta i_{L4} &= \frac{(V_1 + V'_2 + V'_3 + 3V'_4)}{4L_4}(t_3 - t_2)
 \end{aligned} \tag{8.3}$$

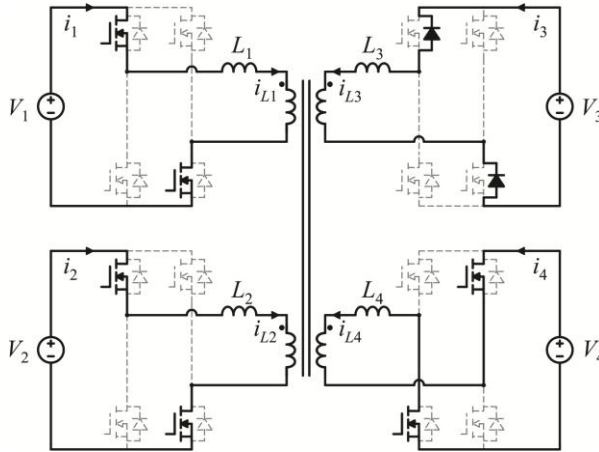


Figura 8.5: Terceira etapa.

➤ **4ª Etapa:** ($t_3 < t < t_4$)

A quarta etapa, Figura 8.6, inicia-se com o bloqueio de S4b e a entrada em condução de D4a, uma vez que o sentido da corrente em L4 impede que ela flua por S4a.

As taxas de variação das correntes nos indutores são dadas por:

$$\begin{aligned}
 \Delta i_{L1} &= \frac{(V'_2 + V'_3 + V'_4 - 3V_1)}{4L_1} (t_4 - t_3) \\
 \Delta i_{L2} &= \frac{(V_1 + V'_3 + V'_4 - 3V'_2)}{4L_2} (t_4 - t_3) \\
 \Delta i_{L3} &= \frac{(V_1 + V'_2 + V'_4 - 3V'_3)}{4L_3} (t_4 - t_3) \\
 \Delta i_{L4} &= \frac{(V_1 + V'_2 + V'_3 - 3V'_4)}{4L_4} (t_4 - t_3)
 \end{aligned} \tag{8.4}$$

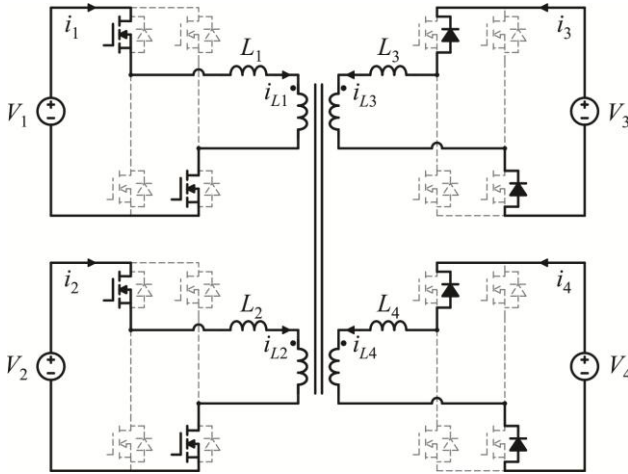


Figura 8.6: Quarta etapa.

➤5ª Etapa: ($t_4 < t < t_5$)

Com o bloqueio de S1a e o comando para S1b conduzir, inicia-se a quinta etapa, na qual o diodo D1b conduz graças ao sentido da corrente em L1. Esta etapa é ilustrada na Figura 8.7.

As taxas de variação das correntes nos indutores são dadas por:

$$\begin{aligned}
 \Delta i_{L1} &= \frac{(V'_2 + V'_3 + V'_4 + 3V_1)}{4L_1} (t_5 - t_4) \\
 \Delta i_{L2} &= \frac{(-V_1 + V'_3 + V'_4 - 3V'_2)}{4L_2} (t_5 - t_4) \\
 \Delta i_{L3} &= \frac{(-V_1 + V'_2 + V'_4 - 3V'_3)}{4L_3} (t_5 - t_4) \\
 \Delta i_{L4} &= \frac{(-V_1 + V'_2 + V'_3 - 3V'_4)}{4L_4} (t_5 - t_4)
 \end{aligned} \tag{8.5}$$

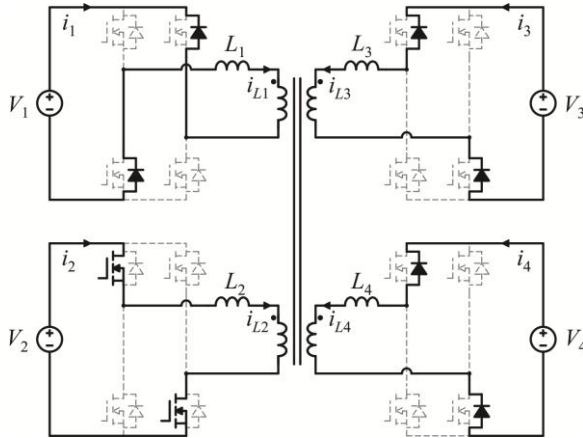


Figura 8.7: Quinta etapa.

➤ 6ª Etapa: ($t_5 < t < t_6$)

Nesta etapa o interruptor S2b é comandado a conduzir, no entanto, devido ao sentido da corrente, o diodo D2b conduz, conforme a Figura 8.8. As correntes nos indutores L1 e L3 invertem de polaridade, assim, S1b e S3a conduzem.

As taxas de variação das correntes nos indutores são dadas por:

$$\begin{aligned}
 \Delta i_{L1} &= \frac{(-V'_2 + V'_3 + V'_4 + 3V_1)}{4L_1}(t_6 - t_5) \\
 \Delta i_{L2} &= \frac{(-V_1 + V'_3 + V'_4 + 3V'_2)}{4L_2}(t_6 - t_5) \\
 \Delta i_{L3} &= \frac{(-V_1 - V'_2 + V'_4 - 3V'_3)}{4L_3}(t_6 - t_5) \\
 \Delta i_{L4} &= \frac{(-V_1 - V'_2 + V'_3 - 3V'_4)}{4L_4}(t_6 - t_5)
 \end{aligned} \tag{8.6}$$

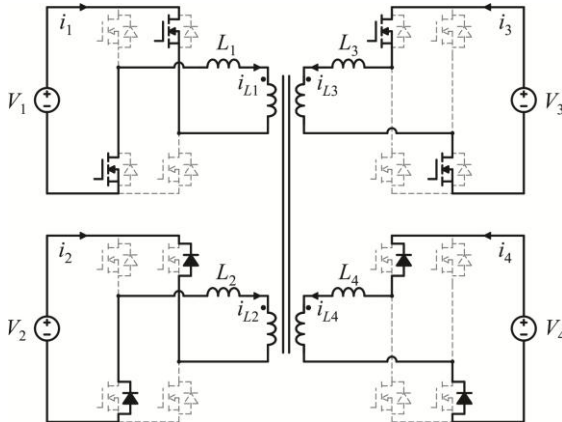


Figura 8.8: Sexta etapa.

➤7ª Etapa: ($t_6 < t < t_7$)

A etapa ilustrada na Figura 8.9 ocorre após o bloqueio do interruptor S3a e o comando para o interruptor S3b conduzir, porém, devido ao sentido da corrente na indutância L3 o diodo D3b entra em condução. A corrente nas indutâncias L2 se inverte, portanto, o interruptor S2b passa a conduzir.

As taxas de variação das correntes nos indutores são dadas por:

$$\begin{aligned}
 \Delta i_{L1} &= \frac{(-V'_2 - V'_3 + V'_4 + 3V_1)}{4L_1}(t_7 - t_6) \\
 \Delta i_{L2} &= \frac{(-V_1 - V'_3 + V'_4 + 3V'_2)}{4L_2}(t_7 - t_6) \\
 \Delta i_{L3} &= \frac{(-V_1 - V'_2 + V'_4 + 3V'_3)}{4L_3}(t_7 - t_6) \\
 \Delta i_{L4} &= \frac{(-V_1 - V'_2 - V'_3 - 3V'_4)}{4L_4}(t_7 - t_6)
 \end{aligned} \tag{8.7}$$

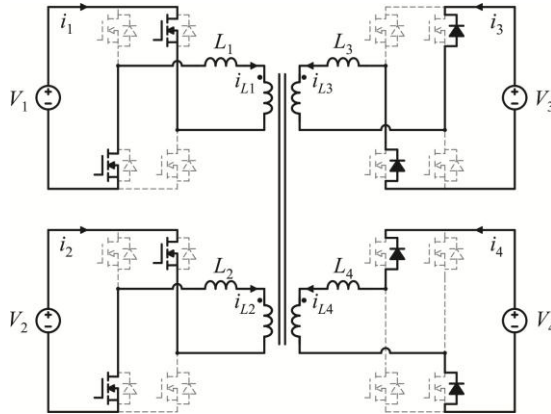


Figura 8.9: Sétima etapa.

➤ **8ª Etapa:** ($t_7 < t < t_8$)

A oitava etapa, Figura 8.10, inicia-se com o bloqueio do interruptor S4a e a entrada em condução do diodo D4b, uma vez que o sentido da corrente em L4 impede que ela flua por S4b.

As taxas de variação das correntes nos indutores são dadas por:

$$\begin{aligned}
 \Delta i_{L1} &= \frac{(-V'_2 - V'_3 - V'_4 + 3V_1)}{4L_1} (t_8 - t_7) \\
 \Delta i_{L2} &= \frac{(-V_1 - V'_3 - V'_4 + 3V'_2)}{4L_2} (t_8 - t_7) \\
 \Delta i_{L3} &= \frac{(-V_1 - V'_2 - V'_4 + 3V'_3)}{4L_3} (t_8 - t_7) \\
 \Delta i_{L4} &= \frac{(-V_1 - V'_2 - V'_3 + 3V'_4)}{4L_4} (t_8 - t_7)
 \end{aligned} \tag{8.8}$$

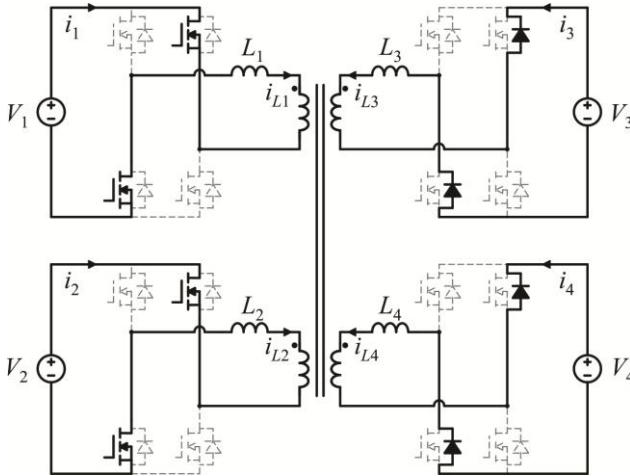


Figura 8.10: Oitava etapa.

➤ Formas de onda

Na Figura 8.11 mostram-se as principais formas de onda das correntes nas portas do conversor QAB.

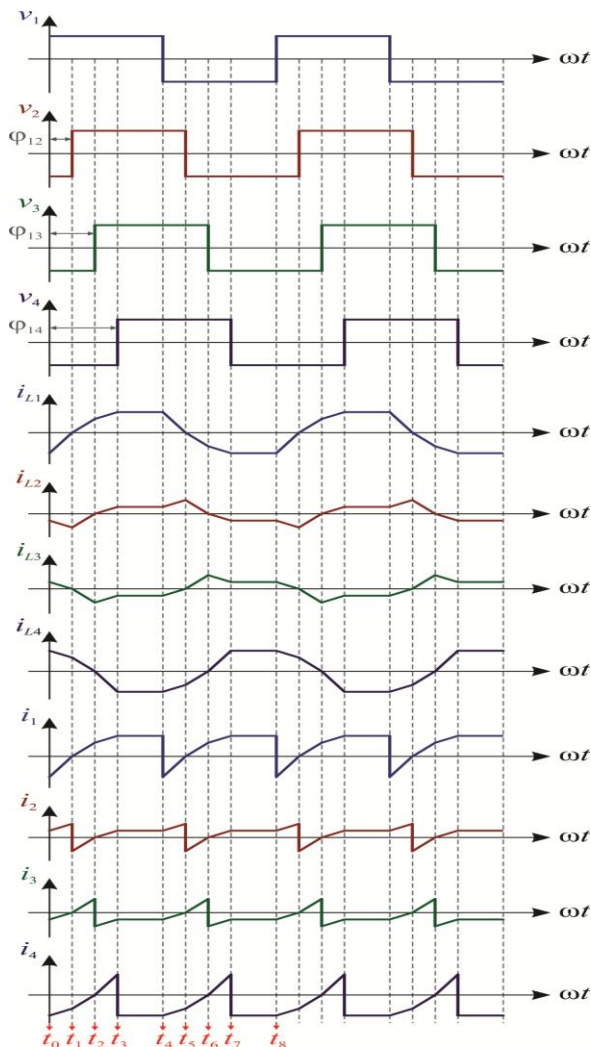


Figura 8.11: Principais formas de onda

➤ Conversor QAB como uma rede de energia de alta frequência

O conversor QAB, assim como qualquer outro conversor da família do conversor DAB, pode ser entendido, como uma pequena rede de energia em alta frequência. Esta rede pode ser obtida através do modelo

π equivalente do transformador, ilustrado na Figura 8.12. Fazendo analogia com sistemas de transmissão e distribuição, as portas são as barras do sistema e o fluxo de potência circula entre as barras por intermédio de indutâncias de ramos.

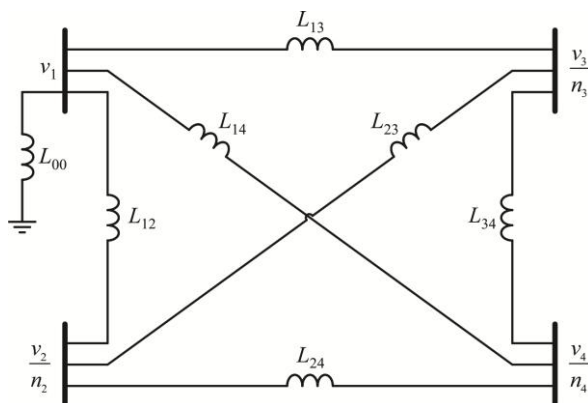


Figura 8.12: Modelo π equivalente do transformador de quatro enrolamentos.

➤ *Determinação do modelo π equivalente do transformador de 4 enrolamentos*

Para se determinar o modelo π do transformador é necessário conhecer o modelo T equivalente ilustrado na Figura 8.13, determinado pelas indutâncias de dispersão mais indutâncias séries (l_1, l_2, l_3, l_4) e pela indutância magnetizante do transformador (l_m), de modo que a indutância magnetizante encontra-se referida ao enrolamento primário e v'_1 é tensão em seus terminais.

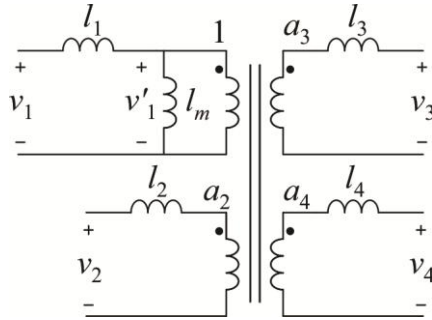


Figura 8.13: Modelo T equivalente do transformador de quatro enrolamentos.

■ *Determinação das relações n_2 , n_3 e n_4 :*

Analisando a Figura 8.13, pode-se observar que:

$$v'_1 = \frac{l_m}{l_m + l_1} v_1 \quad (8.9)$$

Sendo,

$$v'_1 = \frac{v_2}{a_2} = \frac{v_3}{a_3} = \frac{v_4}{a_4} = \frac{v_x}{a_x} \quad (8.10)$$

em que v_x e a_x são, respectivamente, uma tensão e uma relação de transformação, de tal forma que $x = 2, 3$ ou 4 .

Substituindo (8.10) em (8.9) chega-se a (8.11).

$$\frac{v_x}{a_x} = \frac{l_m}{l_m + l_1} v_1 \quad (8.11)$$

A relação entre as portas 1 e x considerando a queda de tensão na indutância magnetizante pode ser expressa como em (8.12).

$$v_x = \frac{n_x}{n_1} v_1 \quad (8.12)$$

Assim, sendo $n_1 = 1$ e substituindo (8.12) em (8.11), obtém a relação nx:

$$n_x = \frac{l_m}{l_m + l_1} a_x \quad (8.13)$$

Logo,

$$\begin{aligned} n_2 &= \frac{l_m}{l_m + l_1} a_2 \\ n_3 &= \frac{l_m}{l_m + l_1} a_3 \\ n_4 &= \frac{l_m}{l_m + l_1} a_4 \end{aligned} \quad (8.14)$$

▪ Determinação das indutâncias entre as portas

Para determinação das indutâncias entre os ramos (L12, L13, L14, L23, L24, L34) será considerado o modelo T equivalente genérico ilustrado na Figura 8.14, a fim de obter uma expressão geral para as indutâncias, reduzindo, assim, a quantidade de cálculos.

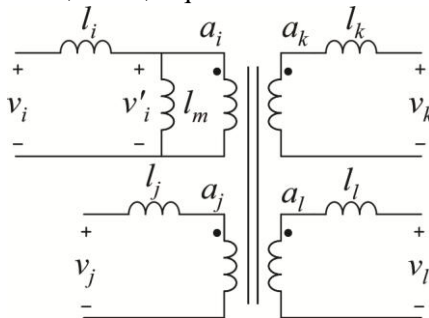


Figura 8.14: Modelo T equivalente genérico.

Refletindo todos os parâmetros para um lado genérico, pode-se obter a Figura 8.15.

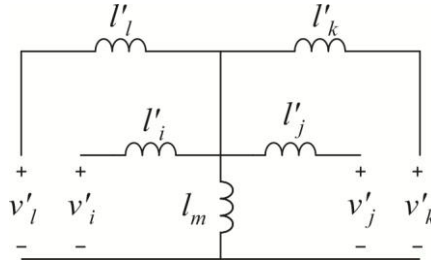


Figura 8.15: Transformador de quatro enrolamentos com indutâncias refletidas para o enrolamento 1.

Em que:

$$\begin{aligned} v'_i &= \frac{v_i}{a_i}, \quad v'_j = \frac{v_j}{a_j}, \quad v'_k = \frac{v_k}{a_k}, \quad v'_l = \frac{v_l}{a_l} \\ l'_i &= \frac{v_i}{a_i^2}, \quad l'_j = \frac{v_j}{a_j^2}, \quad l'_k = \frac{v_k}{a_k^2}, \quad l'_l = \frac{v_l}{a_l^2} \end{aligned} \quad (8.15)$$

Supondo que o objetivo seja encontrar a indutância entre as portas i e j, as portas k e l são colocadas em curto circuito, a porta j é alimentada por uma fonte de tensão e a porta i é deixada aberta, conforme a Figura 8.16.

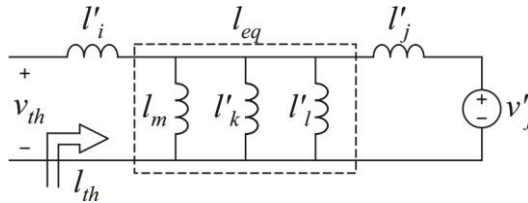


Figura 8.16: Circuito para determinação de L_{ij} .

A partir da Figura 8.16 pode-se determinar o circuito equivalente de Thévenin, Figura 8.17, de acordo com (8.16), (8.17) e (8.18).

$$l_{eq} = \left(\frac{1}{l_m} + \frac{a_k^2}{l_k} + \frac{a_l^2}{l_l} \right)^{-1} \quad (8.16)$$

$$l_{th} = \frac{l_i}{a_i^2} + \left(\frac{1}{l_m} + \frac{a_j^2}{l_j} + \frac{a_k^2}{l_k} + \frac{a_l^2}{l_l} \right)^{-1} \quad (8.17)$$

$$v_{th} = \frac{l_{eq}}{l_{eq} + \frac{l_j}{a_j^2}} v_j \quad (8.18)$$

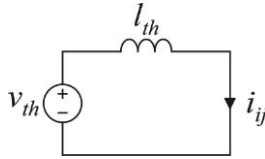


Figura 8.17: Circuito equivalente de Thévenin.

Mediante a Figura 8.17, obtém-se (8.19).

$$i_{ij} = \frac{v_{th}}{l_{th}} \quad (8.19)$$

Assim, define-se a indutância equivalente entre a porta i e j como a razão entre a tensão e a corrente circulante entre as portas, conforme (8.20).

$$L_{ij} = \frac{v_j}{i_{ij}} \frac{1}{n_j} \quad (8.20)$$

Substituindo (8.15) (com $x = j$), (8.16), (8.17), (8.18) e (8.19) em (8.20) com o auxílio do *software* Maple 14, chega-se a:

$$L_{ij} = \frac{(l_{i'j'kl}l + a_i^2 l_{j'kl}l_m + a_j^2 l_{i'kl}l_m + a_k^2 l_{i'j'l}l_m + a_l^2 l_{i'j'kl}l_m)(l_m + l_1)}{a_i^2 a_j^2 l_{kl}l_m^2} \quad (8.21)$$

Através de (8.21) pode-se gerar as equações descritas em (8.22).

$$\begin{aligned} L_{12} &= \frac{(l_{12}l_3l_4 + l_2l_3l_4l_m + a_2^2 l_{13}l_4l_m + a_3^2 l_{12}l_4l_m + a_4^2 l_{12}l_3l_m)(l_m + l_1)}{a_2^2 l_3l_4l_m^2} \\ L_{13} &= \frac{(l_{12}l_3l_4 + l_2l_3l_4l_m + a_2^2 l_{13}l_4l_m + a_3^2 l_{12}l_4l_m + a_4^2 l_{12}l_3l_m)(l_m + l_1)}{a_3^2 l_2l_4l_m^2} \\ L_{14} &= \frac{(l_{12}l_3l_4 + l_2l_3l_4l_m + a_2^2 l_{13}l_4l_m + a_3^2 l_{12}l_4l_m + a_4^2 l_{12}l_3l_m)(l_m + l_1)}{a_4^2 l_2l_3l_m^2} \\ L_{23} &= \frac{(l_{12}l_3l_4 + l_2l_3l_4l_m + a_2^2 l_{13}l_4l_m + a_3^2 l_{12}l_4l_m + a_4^2 l_{12}l_3l_m)(l_m + l_1)}{a_2^2 a_3^2 l_{14}l_m^2} \\ L_{24} &= \frac{(l_{12}l_3l_4 + l_2l_3l_4l_m + a_2^2 l_{13}l_4l_m + a_3^2 l_{12}l_4l_m + a_4^2 l_{12}l_3l_m)(l_m + l_1)}{a_2^2 a_4^2 l_{13}l_m^2} \\ L_{34} &= \frac{(l_{12}l_3l_4 + l_2l_3l_4l_m + a_2^2 l_{13}l_4l_m + a_3^2 l_{12}l_4l_m + a_4^2 l_{12}l_3l_m)(l_m + l_1)}{a_3^2 a_4^2 l_{12}l_m^2} \end{aligned} \quad (8.22)$$

A indutância shunt (L_{00}) em paralelo com a barra 1 é calculada considerando que as portas 2, 3 e 4 estão em circuito aberto e a porta 1 é alimentada por uma fonte de tensão. Isso faz com que o percurso da corrente seja limitado pela indutância dada em (8.23).

$$L_{00} = l_m + l_1 \quad (8.23)$$

8.1.1 Análise do fluxo de potência em um transformador

Conforme detalhado no Apêndice 8.1 e ilustrado na Figura 8.18, cada transformador da topologia em conjunto com as principais pontes do conversor, pode ser modelada como uma pequena rede elétrica equivalente do conversor QAB e caracterizada pela presença de indutâncias entre as barras (portas) submetidas a tensões quadradas e simétricas, e a determinação do fluxo de potência é realizada mediante defasagem angular nas tensões das barras.

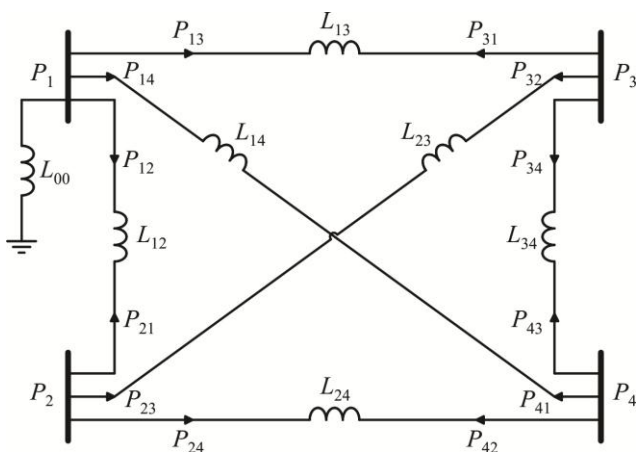


Figura 8.18: Rede elétrica equivalente do conversor QAD ilustrando as potências nas barras e nos ramos.

Desta forma, verifica-se que cada indutância de ramo do circuito equivalente do transformador funciona como se fosse um conversor DAB. Assim, o fluxo de potência entre duas barras deve obedecer às mesmas equações de fluxo de potência do DAB apresentadas em (8.24):

$$P_{ij} = S_{ij} \varphi_{ij} \left(1 - \frac{|\varphi_{ij}|}{\pi} \right) \quad (8.24)$$

onde:

$$S_{ij} = \frac{V_i V_j}{Z_{ij}} \quad (8.25)$$

$$Z_{ij} = 2\pi f_s L_{ij} n_i n_j \quad (8.26)$$

$$\Phi_{ij} = \Phi_j - \Phi_i \quad (8.27)$$

Nas entradas do transformador, o balanço do fluxo de potência deve respeitar a equação (8.28). O fluxo de potência interno ao transformador, ou seja, o fluxo de potência nos ramos segue o conjunto de equações (8.29)

$$P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 0 \quad (8.28)$$

$$\begin{cases} P_1 = P_{12} + P_{13} + P_{14} \\ P_2 = P_{21} + P_{23} + P_{24} \\ P_3 = P_{31} + P_{32} + P_{34} \\ P_4 = P_{41} + P_{42} + P_{43} \end{cases} \quad (8.29)$$

Assim, substituindo-se (8.24) em (8.29) chega-se a (8.30), que determina de forma mais completa o fluxo de potência nos ramos internos ao transformador.

$$\left\{ \begin{aligned}
 P_1 &= \frac{V_1 V_2}{2\pi f_s L_{12} n_2} \varphi_{12} \left(1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) + \frac{V_1 V_3}{2\pi f_s L_{13} n_3} \varphi_{13} \left(1 - \frac{|\varphi_{13}|}{\pi} \right) + \dots \\
 &\quad + \frac{V_1 V_4}{2\pi f_s L_{14} n_4} \varphi_{12} \left(1 - \frac{|\varphi_{14}|}{\pi} \right) \\
 P_2 &= \frac{V_2 V_1}{2\pi f_s L_{12} n_2} \varphi_{21} \left(1 - \frac{|\varphi_{21}|}{\pi} \right) + \frac{V_2 V_3}{2\pi f_s L_{23} n_3} \varphi_{23} \left(1 - \frac{|\varphi_{23}|}{\pi} \right) + \dots \\
 &\quad + \frac{V_2 V_4}{2\pi f_s L_{24} n_4} \varphi_{24} \left(1 - \frac{|\varphi_{24}|}{\pi} \right) \\
 P_3 &= \frac{V_3 V_1}{2\pi f_s L_{13} n_3} \varphi_{31} \left(1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) + \frac{V_3 V_2}{2\pi f_s L_{23} n_2} \varphi_{32} \left(1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) + \dots \\
 &\quad + \frac{V_3 V_4}{2\pi f_s L_{34} n_4} \varphi_{34} \left(1 - \frac{|\varphi_{34}|}{\pi} \right) \\
 P_4 &= \frac{V_4 V_1}{2\pi f_s L_{14} n_4} \varphi_{41} \left(1 - \frac{|\varphi_{41}|}{\pi} \right) + \frac{V_4 V_2}{2\pi f_s L_{24} n_2} \varphi_{42} \left(1 - \frac{|\varphi_{42}|}{\pi} \right) + \dots \\
 &\quad + \frac{V_4 V_3}{2\pi f_s L_{34} n_3} \varphi_{43} \left(1 - \frac{|\varphi_{43}|}{\pi} \right)
 \end{aligned} \right.$$

(8.30)

8.1.2 Modelo para controle do conversor QAB

Há basicamente dois modelos na literatura para o desenvolvimento do controle do conversor DAB considerando as técnicas tradicionais de controles lineares: o modelo por valores médios e o modelo por *gyrator*.

Devido ao fato de o conversor QAB ser derivado do conversor DAB, as mesmas técnicas podem ser utilizadas. Este trabalho abordará apenas o modelo por valores médios.

8.1.2.1 Modelo por valores médios

Dividindo-se as potências das portas, definidas em (5.3), pelas suas respectivas tensões pode-se determinar as injeções de correntes nas portas do conversor, conforme em (8.31). Nota-se que novamente optou-se por utilizar uma equação genérica a fim de evitar cálculos repetitivos desnecessários.

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} = \frac{V_j}{Z_{ij}} \varphi_{ij} \left(1 - \frac{|\varphi_{ij}|}{\pi} \right) + \frac{V_k}{Z_{ik}} \varphi_{ik} \left(1 - \frac{|\varphi_{ik}|}{\pi} \right) + \frac{V_l}{Z_{il}} \varphi_{il} \left(1 - \frac{|\varphi_{il}|}{\pi} \right) \quad (8.31)$$

A equação (8.31) mostra que as portas do conversor QAB podem ser vistas como fonte de corrente com valor médio num período de comutação. Considerando constantes as tensões nas portas, os valores médios das correntes nas portas dependem apenas da diferença angular entre as tensões, ou seja, pode-se dizer que as correntes nas portas são funções unicamente dos ângulos de defasagem entre as tensões das mesmas:

$$I_i = f(\varphi_{ij}, \varphi_{ik}, \varphi_{il}) \quad (8.32)$$

Desta forma, o conversor QAB pode ser representado conforme a Figura 8.19.

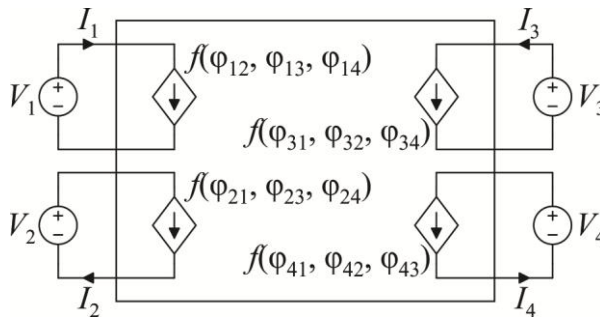


Figura 8.19: Representação do conversor QAB como fonte de corrente por valores médios.

Supondo que l seja a porta de referência, seu nível de tensão é mantido constante por algum sistema de controle a parte e/ou pode ser considerado uma barra de tensão infinita. Desta maneira, um modelo de pequenos sinais pode ser desenvolvido para controlar apenas as portas i , j e k .

Substituindo a igualdade (8.33) em (8.31), obtém-se (8.34), que determina o valor da corrente I_i em função dos ângulos de defasagem das portas i , j e k com a porta l .

$$\begin{cases} \varphi_{lj} + \varphi_{il} = \varphi_j - \varphi_l + \varphi_l - \varphi_i = \varphi_{ij} \\ \varphi_{lk} + \varphi_{il} = \varphi_k - \varphi_l + \varphi_l - \varphi_i = \varphi_{ik} \end{cases} \quad (8.33)$$

$$\begin{aligned} I_i = & \frac{V_j}{Z_{ij}} (\varphi_{lj} + \varphi_{il}) \left(1 - \frac{|\varphi_{lj} + \varphi_{il}|}{\pi} \right) + \frac{V_k}{Z_{ik}} (\varphi_{lk} + \varphi_{il}) \left(1 - \frac{|\varphi_{lk} + \varphi_{il}|}{\pi} \right) + \dots \\ & + \frac{V_l}{Z_{il}} \varphi_{il} \left(1 - \frac{|\varphi_{il}|}{\pi} \right) \end{aligned} \quad (8.34)$$

Definindo os pontos de operação dos ângulos φ_{il} , φ_{lj} e φ_{lk} , deve-se determinar as derivadas parciais da corrente I_i para cada um dos pontos de operação:

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_i}{\partial \varphi_{il}} = & \frac{V_j}{Z_{ij}} \left(1 - \frac{|\varphi_{lj} + \varphi_{il}|}{\pi} - \frac{\text{sgn}(\varphi_{lj} + \varphi_{il})}{\pi} (\varphi_{lj} + \varphi_{il}) \right) + \dots \\ & + \frac{V_k}{Z_{ik}} \left(1 - \frac{|\varphi_{lk} + \varphi_{il}|}{\pi} - \frac{\text{sgn}(\varphi_{lk} + \varphi_{il})}{\pi} (\varphi_{lk} + \varphi_{il}) \right) + \frac{V_l}{Z_{il}} \left(1 - \frac{|\varphi_{il}|}{\pi} - \frac{\text{sgn}(\varphi_{il})}{\pi} \varphi_{il} \right) \end{aligned} \quad (8.35)$$

$$\frac{\partial I_i}{\partial \varphi_{lj}} = \frac{V_j}{Z_{ij}} \left(1 - \frac{|\varphi_{lj} + \varphi_{il}|}{\pi} - \frac{\text{sgn}(\varphi_{lj} + \varphi_{il})}{\pi} (\varphi_{lj} + \varphi_{il}) \right) \quad (8.36)$$

$$\frac{\partial I_i}{\partial \varphi_{lk}} = \frac{V_j}{Z_{ik}} \left(1 - \frac{|\varphi_{lk} + \varphi_{il}|}{\pi} - \frac{\text{sgn}(\varphi_{lk} + \varphi_{il})}{\pi} (\varphi_{lk} + \varphi_{il}) \right) \quad (8.37)$$

Como $\text{sgn}(x)x = |x|$, chega-se as seguintes equações:

$$\frac{\partial I_i}{\partial \varphi_{il}} = \frac{V_j}{Z_{ij}} \left(1 - 2 \frac{|\varphi_{lj} + \varphi_{il}|}{\pi} \right) + \frac{V_k}{Z_{ik}} \left(1 - 2 \frac{|\varphi_{lk} + \varphi_{il}|}{\pi} \right) + \frac{V_l}{Z_{il}} \left(1 - 2 \frac{|\varphi_{il}|}{\pi} \right) \quad (8.38)$$

$$\frac{\partial I_i}{\partial \varphi_{lj}} = \frac{V_j}{Z_{ij}} \left(1 - 2 \frac{|\varphi_{lj} + \varphi_{il}|}{\pi} \right) = - \frac{\partial I_i}{\partial \varphi_{jl}} \quad (8.39)$$

$$\frac{\partial I_i}{\partial \varphi_{lk}} = \frac{V_j}{Z_{ik}} \left(1 - 2 \frac{|\varphi_{lk} + \varphi_{il}|}{\pi} \right) = - \frac{\partial I_i}{\partial \varphi_{kl}} \quad (8.40)$$

Considerando o sistema linear em torno do ponto de operação, as equações (8.38), (8.39) e (8.40) podem ser consideradas como um ganho que, quando multiplicadas pelos respectivos ângulos de defasagem gerados pelos compensadores, resultarão nas novas correntes das portas. Essa consideração pode ser escrita na forma matemática conforme (8.41). Nota-se que para esse caso, considerou-se a porta 1 como a porta de referência.

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_2 \\ \tilde{I}_3 \\ \tilde{I}_4 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} G_{22} & G_{23} & G_{24} \\ G_{32} & G_{33} & G_{34} \\ G_{42} & G_{43} & G_{44} \end{bmatrix}}_G \begin{bmatrix} \tilde{\varphi}_{21} \\ \tilde{\varphi}_{31} \\ \tilde{\varphi}_{41} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial I_2}{\partial \varphi_{21}} & \frac{\partial I_2}{\partial \varphi_{31}} & \frac{\partial I_2}{\partial \varphi_{41}} \\ \frac{\partial I_3}{\partial \varphi_{21}} & \frac{\partial I_3}{\partial \varphi_{31}} & \frac{\partial I_3}{\partial \varphi_{41}} \\ \frac{\partial I_4}{\partial \varphi_{21}} & \frac{\partial I_4}{\partial \varphi_{31}} & \frac{\partial I_4}{\partial \varphi_{41}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\varphi}_{21} \\ \tilde{\varphi}_{31} \\ \tilde{\varphi}_{41} \end{bmatrix} \quad (8.41)$$

Onde:

- \tilde{I}_i - novas correntes geradas nas portas;

- $\tilde{\Phi}_{ij}$ - ângulos gerados pelo compensador;
- G - matriz de ganho que relaciona os ângulos e as correntes nas portas, cujos elementos são dados por (31), (32) e (33), considerando $l = 1$ e $i, j, k = 2, 3, 4$.

A equação matricial (8.41) pode ser colocada na forma de diagrama de blocos, conforme ilustra a Figura 8.20.

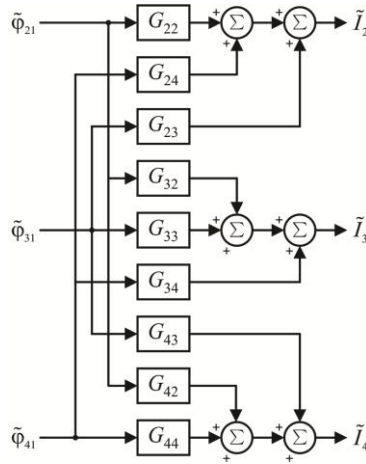


Figura 8.20: Diagrama de blocos da equação matricial do QAB.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] N.G., H., Understanding FACTS: concept and technology of flexible AC transmission systems, *New York: IEEE press*, 2000.
- [2] LAZZARIN, T. B.; MOCCELINI, M. P.; BARBI, I., Direct buck-type AC/AC converter based on switched-capacitor, in: *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, vol., pp. 230-235, 27-31 Oct. 2013, 2013.
- [3] PETRY, C. A.; FAGUNDES, J. C.; BARBI, I., New Direct Ac-Ac Converters Using Switching Modules Solving the Commutation Problem, in: *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp. 864-869, 9-13 July 2006, 2006.
- [4] DEMERCIL, S. O.; PRACA, P. P.; BARRETO, L. H. S. C. *et al.*, A two-stage AC/DC SST based on modular multilevel converter, in: *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, vol., pp. 254-258, 27-31 Oct. 2013, 2013.
- [5] HUBER, J. E.; KOLAR, J. W., Volume/weight/cost comparison of a 1MVA 10 kV/400 V solid-state against a conventional low-frequency distribution transformer, in: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, vol., pp. 4545-4552, 14-18 Sept. 2014, 2014.
- [6] XU, S.; BURGOS, R.; GANGYAO, W. *et al.*, Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application, in: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, vol., pp. 4077-4084, 15-20 Sept. 2012, 2012.
- [7] YI, X.; JIANHUA, Z.; WENYE, W. *et al.*, Energy router: Architectures and functionalities toward Energy Internet, in: *Smart Grid Communications (SmartGridComm), 2011 IEEE International Conference on*, vol., pp. 31-36, 17-20 Oct. 2011, 2011.
- [8] NORDENBERG, H., A Review of the Influence of Recent Material and Technique Development on Transformer Design, *Component Parts, IRE Transactions on*, vol. 6, n° 3, pp. 201-209, 1959.
- [9] BROOKS, J. L., Solid state transformer concept development, in *Naval Material Command. Port Hueneme, CA: Civil Eng. Lab., Naval Construction Battalion Center*, 1980.
- [10] Proof of the principle of the solid-state transformer and the AC/AC switchmode regulator, *San Jose State Univ., San Jose, CA, EPRI TR-105 067*, 1995.
- [11] HARADA, K.; ANAN, F.; YAMASAKI, K. *et al.*, Intelligent transformer, in: *Power Electronics Specialists Conference*, 1996.

- PESC '96 Record., 27th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1337-1341 vol.2, 23-27 Jun 1996, 1996.
- [12] KANG, M.; ENJETI, P. N.; PITEL, I. J., Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system, in: *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, vol. 2, pp. 1689-1694 vol.2, 5-9 Oct 1997, 1997.
 - [13] ———, Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 14, n°. 6, pp. 1133-1141, 1999.
 - [14] BIFARETTI, S.; ZANCHETTA, P.; WATSON, A. *et al.*, Advanced Power Electronic Conversion and Control System for Universal and Flexible Power Management, *Smart Grid, IEEE Transactions on*, vol. 2, n°. 2, pp. 231-243, 2011.
 - [15] RONAN, E. R.; SUDHOFF, S. D.; GLOVER, S. F. *et al.*, A power electronic-based distribution transformer, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 17, n°. 2, pp. 537-543, 2002.
 - [16] WREDE, H.; STAUDT, V.; STEIMEL, A., Design of an electronic power transformer, in: *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol. 2, pp. 1380-1385 vol.2, 5-8 Nov. 2002, 2002.
 - [17] JIH-SHENG, L.; MAITRA, A.; MANSOOR, A. *et al.*, Multilevel intelligent universal transformer for medium voltage applications, in: *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 3, pp. 1893-1899 Vol. 3, 2-6 Oct. 2005, 2005.
 - [18] DAN, W.; CHENGXIONG, M.; JIMING, L. *et al.*, The Research on Characteristics of Electronic Power Transformer for Distribution System, in: *Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES*, vol., pp. 1-5, 2005, 2005.
 - [19] D.WANG, C. M., J.LU, S.FAN, F.PENG., Theory and application of distribution electronic power transformer, *Elsevier, Electric Power Systems Research*, 2006.
 - [20] IMAN-EINI, H.; FARHANGI, S., Analysis and Design of Power Electronic Transformer for Medium Voltage Levels, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, vol., pp. 1-5, 18-22 June 2006, 2006.
 - [21] JIH-SHENG, L.; HEFNER, A.; MAITRA, A. *et al.*, Characterization of a Multilevel HV-IGBT Module for Distribution Applications, in: *Industry Applications Conference*,

2006. *41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol. 2, pp. 747-753, 8-12 Oct. 2006, 2006.
- [22] JIN, A.; LI, H.; LI, S., A New High-Frequency AC Link Three-Phase Four-Wire Power Electronic Transformer, in: *Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on*, vol., pp. 1-6, 24-26 May 2006, 2006.
- [23] JIN, A.-J.; LI, H.-T.; LI, S.-L., A New Matrix Type Three-Phase Four-Wire Power Electronic Transformer, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, vol., pp. 1-6, 18-22 June 2006, 2006.
- [24] MIRMOUSA, H.; ZOLGHADRI, M. R., A Novel Circuit Topology for Three-Phase Four-Wire Distribution Electronic Power Transformer, in: *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on*, vol., pp. 1215-1222, 27-30 Nov. 2007, 2007.
- [25] HENGSI, Q.; KIMBALL, J. W., Ac-ac dual active bridge converter for solid state transformer, in: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, vol., pp. 3039-3044, 20-24 Sept. 2009, 2009.
- [26] BRANDO, G.; DANNIER, A.; DEL PIZZO, A., A simple predictive control technique of power electronic transformers with high dynamic features, in: *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on*, vol., pp. 1-6, 19-21 April 2010, 2010.
- [27] SABAH, M.; HOSSEINI, S. H.; SHARIFIAN, M. B. *et al.*, Zero-voltage switching bi-directional power electronic transformer, *Power Electronics, IET*, vol. 3, n°. 5, pp. 818-828, 2010.
- [28] ABEDINI, A.; LIPO, T., A novel topology of solid state transformer, in: *Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC), 2010 1st*, vol., pp. 101-105, 17-18 Feb. 2010, 2010.
- [29] SABAH, M.; GOHARRIZI, A. Y.; HOSSEINI, S. H. *et al.*, Flexible Power Electronic Transformer, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, n°. 8, pp. 2159-2169, 2010.
- [30] DU, S. B. Y.; GANGYAO, W.; BHATTACHARYA, S., Design considerations of high voltage and high frequency transformer for solid state transformer application, in: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, vol., pp. 421-426, 7-10 Nov. 2010, 2010.
- [31] DRABEK, P.; PEROUTKA, Z.; PITTERMANN, M. *et al.*, New Configuration of Traction Converter With Medium-Frequency

- Transformer Using Matrix Converters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, n°. 11, pp. 5041-5048, 2011.
- [32] HATUA, K.; DUTTA, S.; TRIPATHI, A. *et al.*, Transformer less Intelligent Power Substation design with 15kV SiC IGBT for grid interconnection, in: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, vol., pp. 4225-4232, 17-22 Sept. 2011, 2011.
 - [33] ZHAO, T.; SHE, X.; BHATTACHARYA, S. *et al.*, Power synchronization control for capacitor minimization in Solid State Transformers (SST), in: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, vol., pp. 2812-2818, 17-22 Sept. 2011, 2011.
 - [34] YE, Q.; LI, H., Stability analysis and improvement of solid state transformer (SST)-paralleled inverters system using negative impedance feedback control, in: *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol., pp. 2237-2244, 20-24 March 2016, 2016.
 - [35] HAMBRIDGE, S.; HUANG, A. Q.; YU, R., Solid State Transformer (SST) as an energy router: Economic dispatch based energy routing strategy, in: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, vol., pp. 2355-2360, 20-24 Sept. 2015, 2015.
 - [36] ZHU, Q.; WANG, L.; ZHANG, L. *et al.*, Improved medium voltage AC-DC rectifier based on 10kV SiC MOSFET for Solid State Transformer (SST) application, in: *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol., pp. 2365-2369, 20-24 March 2016, 2016.
 - [37] BAEK, S.; BHATTACHARYA, S., Analytical modeling of a medium-voltage and high-frequency resonant coaxial-type power transformer for a solid state transformer application, in: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, vol., pp. 1873-1880, 17-22 Sept. 2011, 2011.
 - [38] HWANG, S. H.; LIU, X.; KIM, J. M. *et al.*, Distributed Digital Control of Modular-Based Solid-State Transformer Using DSP+FPGA, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n°. 2, pp. 670-680, 2013.
 - [39] QINGSHAN, W.; LIANG, D., Research on loss reduction of dual active bridge converter over wide load range for solid state transformer application, in: *2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, vol., pp. 1-9, 6-8 April 2016, 2016.
 - [40] WANG, L.; ZHANG, D.; WANG, Y. *et al.*, Power and Voltage Balance Control of a Novel Three-Phase Solid-State Transformer

- Using Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters for Microgrid Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n°. 4, pp. 3289-3301, 2016.
- [41] SHE, X.; YU, X.; WANG, F. *et al.*, Design and Demonstration of a 3.6-kV–120-V/10-kVA Solid-State Transformer for Smart Grid Application, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n°. 8, pp. 3982-3996, 2014.
- [42] BAOLONG, L.; YABING, Z.; TAO, Z. *et al.*, Sliding mode control for rectifier stage of solid state transformer, in: *2016 14th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)*, vol., pp. 286-289, 1-4 June 2016, 2016.
- [43] SHE, X.; HUANG, A. Q.; WANG, F. *et al.*, Wind Energy System With Integrated Functions of Active Power Transfer, Reactive Power Compensation, and Voltage Conversion, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n°. 10, pp. 4512-4524, 2013.
- [44] SHE, X.; HUANG, A. Q.; WANG, G., 3-D Space Modulation With Voltage Balancing Capability for a Cascaded Seven-Level Converter in a Solid-State Transformer, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n°. 12, pp. 3778-3789, 2011.
- [45] M, L.; X00F; PEZ *et al.*, Design and implementation of the control of an MMC-based solid state transformer, in: *2015 IEEE 13th International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, vol., pp. 1583-1590, 22-24 July 2015, 2015.
- [46] SHAH, D.; CROW, M. L., Online Volt-Var Control for Distribution Systems With Solid-State Transformers, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 31, n°. 1, pp. 343-350, 2016.
- [47] ZHANG, M.; DU, Z.; LIN, X. *et al.*, Control Strategy Design and Parameter Selection for Suppressing Circulating Current Among SSTs in Parallel, *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, n°. 4, pp. 1602-1609, 2015.
- [48] HOOSHYAR, H.; BARAN, M. E., Fault analysis on distribution feeders employing Solid State Transformers, in: *2014 IEEE PES General Meeting / Conference & Exposition*, vol., pp. 1-5, 27-31 July 2014, 2014.
- [49] ZHAO, B.; SONG, Q.; LI, J. *et al.*, High-Frequency-Link DC Transformer Based on Switched Capacitor for Medium-Voltage DC Power Distribution Application, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n°. 7, pp. 4766-4777, 2016.
- [50] FALCONES, S.; AYYANAR, R.; XIAOLIN, M., A DC–DC Multiport-Converter-Based Solid-State Transformer Integrating Distributed Generation and Storage,

- Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, n°. 5, pp. 2192-2203, 2013.
- [51] SEGARAN, D.; HOLMES, D. G.; MCGRATH, B. P., Comparative analysis of single and three-phase dual active bridge bidirectional DC-DC converters, in: *Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian Universities*, vol., pp. 1-6, 14-17 Dec. 2008, 2008.
 - [52] DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H., A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 27, n°. 1, pp. 63-73, 1991.
 - [53] KHERALUWALA, M. H.; NOVOTNY, D. W.; DIVAN, D. M., Design considerations for high power high frequency transformers, in: *Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 Record., 21st Annual IEEE*, vol., pp. 734-742, 11-14 Jun 1990, 1990.
 - [54] SANTOS, W. M. D., Estudo e implementação do conversor TAB (Triple Active Bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos[dissertação de mestrado] *Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2011*, pp. 316, 2011.
 - [55] VANGEN, K.; MELAA, T.; BERGSMARK, S. *et al.*, Efficient high-frequency soft-switched power converter with signal processor control, in: *Telecommunications Energy Conference, 1991. INTELEC '91., 13th International*, vol., pp. 631-639, 5-8 Nov 1991, 1991.
 - [56] KHERALUWALA, M. H.; GASGOIGNE, R. W.; DIVAN, D. M. *et al.*, Performance characterization of a high power dual active bridge DC/DC converter, in: *Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE*, vol., pp. 1267-1273 vol.2, 7-12 Oct. 1990, 1990.
 - [57] VANGEN, K.; MELAA, T.; ADNANES, A. K., Soft-switched high-frequency, high power DC/AC converter with IGBT, in: *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, vol., pp. 26-33 vol.1, 29 Jun-3 Jul 1992, 1992.
 - [58] NOWAK, M.; HILDEBRANDT, J.; LUNIEWSKI, P., Converters with AC transformer intermediate link suitable as interfaces for supercapacitor energy storage, in: *Power Electronics Specialists*

- Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, vol. 5, pp. 4067-4073 Vol.5, 20-25 June 2004, 2004.
- [59] INOUE, S.; AKAGI, H., A Bi-Directional Isolated DC/DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, vol., pp. 1-7, 18-22 June 2006, 2006.
- [60] OGGIER, G. G.; GARCIA, G. O.; OLIVA, A. R., Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, n°. 7, pp. 1826-1838, 2009.
- [61] MI, C.; BAI, H.; WANG, C. *et al.*, Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter, *Power Electronics, IET*, vol. 1, n°. 4, pp. 507-517, 2008.
- [62] MICHON, M.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, M. *et al.*, A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 6, pp. 4736-4742 Vol.6, 20-25 June 2004, 2004.
- [63] TAO, H.; KOTSOPOULOS, A.; DUARTE, J. L. *et al.*, Family of multiport bidirectional DC-DC converters, *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 153, n°. 3, pp. 451-458, 2006.
- [64] HAIMIN, T.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, M. A. M., Multiport converters for hybrid power sources, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, vol., pp. 3412-3418, 15-19 June 2008, 2008.
- [65] CHUANHONG, Z.; KOLAR, J. W., A novel three-phase three-port UPS employing a single high-frequency isolation transformer, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 6, pp. 4135-4141 Vol.6, 20-25 June 2004, 2004.
- [66] CHUANHONG, Z.; ROUND, S.; KOLAR, J. W., Buck and Boost Start-up Operation of a Three-Port Power Supply for Hybrid Vehicle Applications, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, vol., pp. 1851-1857, 16-16 June 2005, 2005.
- [67] CHUANHONG, Z.; ROUND, S. D.; KOLAR, J. W., An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, n°. 5, pp. 2443-2453, 2008.
- [68] HAIMIN, T.; KOTSOPOULOS, A.; DUARTE, J. L. *et al.*, Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional

- DC-DC Converter With Wide Input Range, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, n°. 2, pp. 771-781, 2008.
- [69] DUARTE, J. L.; HENDRIX, M.; SIMOES, M. G., Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, n°. 2, pp. 480-487, 2007.
- [70] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D., A multiple-winding magnetics model having directly measurable parameters, in: *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1472-1478 vol.2, 17-22 May 1998, 1998.
- [71] SHAH, M.; NGO, K. D. T., Parameter extraction for the extended cantilever model of magnetic component windings, *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 36, n°. 1, pp. 260-266, 2000.
- [72] HAIMIN, T.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, M. A. M., Three-Port Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter With Zero-Voltage Switching, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, n°. 2, pp. 782-792, 2008.
- [73] CHUNYANG, G.; ZEDONG, Z.; YONGDONG, L. *et al.*, Power balancing control of a multilevel converter using high-frequency multi-winding transformer, in: *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, vol. 3, pp. 1866-1870, 2-5 June 2012, 2012.
- [74] HELDWEIN, M. L., *Microredes em corrente continua:qualidade de fornecimento eficiência em futura redes de distribuição*. 2009 – Departamento de engenharia elétrica, Monografia entregue ao concurso public 23080.012809/2009-83 da Universidade Federal de Santa Catarina. Universidade Federal de Santa Catarina.
- [75] LAGO, J., *Redistribuidor de Correntes para Redes de Distribuição em Corrente Continua Bipolares*. 2011 – Departamento em engenharia elétrica, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina.
- [76] SANTOS, W. M. D., *Estudo e implementação do conversor TAB (Triple Active Bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos*. 2011, Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
- [77] HAIMIN, T.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, M. A. M., High-Power Three-Port Three-Phase Bidirectional DC-DC Converter, in: *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual*

- Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*, vol., pp. 2022-2029, 23-27 Sept. 2007, 2007.
- [78] MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Introdução ao estudo dos conversores cc-ca*. edição do autor ed., 2055.
- [79] DOS SANTOS, W. M.; ROCHA E MAMEDE, H.; RUSELER, A. *et al.*, Paralleling of DAB converter using the gyrator theory, in: *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, vol., pp. 319-325, 27-31 Oct. 2013, 2013.
- [80] DOS SANTOS, W. M.; ORTMANN, M. S.; SCHWEITZER, R. *et al.*, Design and conception of a DAB converter (Dual Active Bridge) using the gyrators theory, in: *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, vol., pp. 359-364, 11-15 Sept. 2011, 2011.
- [81] BADIN, A. A., *RETIFICADORES TRIFÁSICOS COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO BASEADOS NOS TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS/BIFÁSICOS*. 2009, Tese submetida à Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.
- [82] BARBI, I. *Eletrônica de Potência*. Edição do Autor. 6ª Edição ed., 2006, Florianópolis, Santa Catarina, Brasil.